

Titre: Conception d'un circuit intégré dédié à la réception des signaux optiques dans un système d'imagerie basé sur la spectroréflexométrie infrarouge
Title:

Auteur: Frédéric Normandin
Author:

Date: 2006

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Normandin, F. (2006). Conception d'un circuit intégré dédié à la réception des signaux optiques dans un système d'imagerie basé sur la spectroréflexométrie infrarouge [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/7900/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/7900/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche:
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

CONCEPTION D'UN CIRCUIT INTÉGRÉ DÉDIÉ À LA RÉCEPTION
DES SIGNAUX OPTIQUES DANS UN SYSTÈME D'IMAGERIE BASÉ
SUR LA SPECTRORÉFLECTOMÉTRIE INFRAROUGE

FRÉDÉRIC NORMANDIN
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLOME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

JUILLET 2006

© 2006 - Frédéric Normandin



Library and
Archives Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Published Heritage
Branch

Direction du
Patrimoine de l'édition

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 978-0-494-19317-4

Our file Notre référence

ISBN: 978-0-494-19317-4

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.


Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

CONCEPTION D'UN CIRCUIT INTÉGRÉ DÉDIÉ À LA RÉCEPTION
DES SIGNAUX OPTIQUES DANS UN SYSTÈME D'IMAGERIE BASÉ
SUR LA SPECTRORÉFLECTOMÉTRIE INFRAROUGE

Présenté par : NORMANDIN Frédéric

En vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

A été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. AUDET Yves, Ph.D., président

M. SAWAN Mohamad, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. KASHYAP Raman, Ph.D., membre

REMERCIEMENTS

Je tiens d'abord à remercier mon directeur de recherche, Monsieur Mohamad Sawan, professeur à l'École Polytechnique de Montréal, qui m'a intégré à son équipe de recherche et m'a permis d'effectuer mes recherches dans un environnement propice à l'épanouissement et au dépassement.

Je souhaite aussi adresser mes remerciements à Monsieur Jocelyn Faubert, professeur à l'École d'optométrie de l'Université de Montréal, dont l'imagination débordante et l'esprit visionnaire ont permis de jeter les bases de ce projet.

De plus, je désire remercier Messieurs Yves Audet et Raman Kashyap, professeurs à l'École Polytechnique de Montréal, qui ont accepté de participer au jury d'examen de ce mémoire.

Je tiens également à remercier mes collègues de l'équipe de recherche Polystim et du GRM pour leurs judicieux conseils. Plus particulièrement, j'aimerais remercier Jonathan Coulombe, Benoît Gosselin et Dominic Morin pour m'avoir éclairé sur certains points obscurs rencontrés pendant la conception de la puce décrite dans ce mémoire.

Je veux absolument remercier ma fiancée, Anie Remington, dont les encouragements et la patience m'ont été précieux.

Finalement, mes remerciements vont à CMC Microsystems et au CRSNG pour leur soutien technique et financier.

RÉSUMÉ

Ce mémoire porte sur la conception et l'intégration d'un module de réception optique que l'on vise à utiliser au sein d'un système d'imagerie optique fonctionnelle basée sur la spectroréflexométrie infrarouge. Ce système, dont le développement débute avec ce premier projet, sera constitué d'au moins trois autres modules : un module d'émission optique, un module de contrôle et un module de transmission de données sans fil.

Préalablement à la conception de la puce intégrant le module de réception, une étude des technologies de pointe en ce domaine a été réalisée. Cela nous a permis de diriger nos efforts sur le développement d'un système utilisant une technique d'imagerie en temps continu, dont les avantages et les inconvénients seront discutés. Nous croyons pouvoir extraire les données nécessaires à notre application avec cette technique.

De plus, un prototype et des simulations ont permis de recueillir les données préliminaires nécessaires au dimensionnement des différents éléments du module de réception intégré.

Ce module de réception a été fabriqué en utilisant la technologie TSMC CMOS 0,18 μm à puits N. Les performances mesurées rejoignent celles obtenues en simulation post-implémentation. La bande passante atteint 50 kHz. Le signal est amplifié par deux ou trois étages d'amplification, selon la configuration choisie, pour un total de 113 à 161

dB. Ce gain est aussi ajustable par une tension appliquée sur une broche accessible à l'extérieur de la puce. Une performance en bruit d'entrée équivalent de 2,2 à 4,0 nA RMS permettra d'obtenir des signaux de sortie avec un rapport signal à bruit suffisant. Enfin, un mélangeur permet de démoduler le signal amplifié pour extraire seulement les composantes fréquentielle du signal d'excitation et rejeter toute source de bruit hors de la bande d'intérêt.

ABSTRACT

The work presented in this master thesis is dedicated to the design and integration of an optical receiver module. This module is intended to be used as the front-end part of an optical imaging system. This system will be based on infrared spectroreflectometry technique. It will be constituted of at least three other modules, which will be developed in future works. These modules are an optical emitter, a control module and a wireless data transmission module.

Prior beginning the integrated front-end design, a deep technology review was done to know the state of the art in this field. This led us to choose a continuous wave imaging technique, which pros and cons will be discussed later. We found this technique suitable to collect the data required by our application.

In addition, we developed a prototype and a simulation model to help us scale the various elements found in the integrated front-end.

This front-end was manufactured using the TSMC N-well CMOS 0.18 μm technology. Measured performances are according to the post-layout simulations. The bandwidth is 50 kHz. The signal is amplified by two or three stages, depending on the chosen configuration. The total gain is between 113 and 161 dB and it is adjustable by applying an external voltage on a dedicated pin. The input-referred noise performance of 2.2 to

4.0 nA RMS allows us to obtain an output signal with the required signal-to-noise ratio. Finally, an analog mixer is also integrated and used as a demodulator to extract only the wanted signal and to reject any out of band noise.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	IV
RÉSUMÉ	V
ABSTRACT.....	VII
LISTE DES FIGURES	XII
LISTE DES TABLEAUX.....	XVI
LISTE DES SIGLES ET SYMBOLES	XVII
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 L'IMAGERIE OPTIQUE INFRAROUGE.....	4
1.1 INTRODUCTION	4
1.2 TECHNIQUES D'IMAGERIE OPTIQUE INFRAROUGE.....	6
1.2.1 En temps continu.....	7
1.2.2 Méthodes fréquentielles	9
1.2.3 Résolution temporelle	11
1.3 PRINCIPALES APPLICATIONS EXISTANTES.....	12
1.4 RÉCAPITULATION.....	15
CHAPITRE 2 MODÈLES ET PROTOTYPES.....	16
2.1 INTRODUCTION	16

2.2	PROTOTYPE DE VALIDATION DU PRINCIPE	17
2.2.1	Module d'émission.....	19
2.2.2	Module de réception	21
2.2.3	Module de numérisation	22
2.2.4	Considérations de sécurité	23
2.3	MODÉLISATION OPTIQUE.....	26
2.3.1	Utilisation du pouce comme milieu de propagation	27
2.3.2	Utilisation des tissus de l'avant-bras comme milieu de propagation	29
2.3.3	Simulation de l'utilisation de la tête comme milieu de propagation	31
2.3.4	Logiciel utilisé	32
2.3.5	Résultats obtenus	34
2.3.6	Perspective de l'oxymétrie corticale.....	43
2.4	CONCLUSION.....	45
CHAPITRE 3 ARTICLE : "A NEW INTEGRATED FRONT-END FOR A NON- INVASIVE BRAIN IMAGING SYSTEM BASED ON NEAR-INFRARED SPECTROREFLECTOMETRY", PUBLIÉ DANS LE JOURNAL "IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS I : REGULAR PAPERS"		47
3.1	INTRODUCTION	47
3.2	REPRODUCTION INTÉGRALE DE L'ARTICLE PUBLIÉ.....	47
CHAPITRE 4 CONCEPTION DE LA PUCE DU MODULE DE RÉCEPTION.....		74
4.1	INTRODUCTION	74

4.2	CONTRAINTES DE CONCEPTION	74
4.3	PHOTODIODE.....	75
4.4	FILTRES PASSE-HAUT	82
4.5	AMPLIFICATEURS DE TENSION À GAIN AJUSTABLE	83
4.6	MÉLANGEUR.....	84
4.7	MONTAGE EXPÉRIMENTAL	84
4.8	CONCLUSION.....	86
CHAPITRE 5 CONCLUSION ET PERSPECTIVES FUTURES		87
5.1	BILAN DU TRAVAIL ACCOMPLI	87
5.2	PERSPECTIVES FUTURES.....	89
RÉFÉRENCES		91
ANNEXE A BROCHAGE DE LA PUCE ICFPMFN1		97
ANNEXE B MONTAGE EXPÉRIMENTAL D'UN MODULE DE RÉCEPTION AVEC LA PUCE ICFPMFN1		99
ANNEXE C SCHÉMAS ET DESSINS DES MASQUES DE LA PUCE ICFPMFN1		101

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 - Correspondance des couleurs du spectre visible en fonction de la longueur d'onde.....	5
Figure 1.2 - Spectre (UV-Vis-NIR) d'absorption de l'oxy-hémoglobine et de la désoxy-hémoglobine.....	6
Figure 2.1 - Réflexion spéculaire et transmission dans un milieu multi-couches.....	17
Figure 2.2 - Schéma bloc du module d'émission infrarouge à 2 longueurs d'ondes.....	20
Figure 2.3 - Schéma électronique simplifié d'un canal de l'émetteur	21
Figure 2.4 - Schéma simplifié du module de réception optique utilisé comme étage d'entrée du prototype.....	22
Figure 2.5 - Densité de puissance maximale admissible à la surface de la peau pour une source laser infrarouge pour une longue durée d'exposition (10 à 30 000 s).....	25
Figure 2.6 - Trajet d'un photon, absorption et diffusion	26
Figure 2.7 - Coupe anatomique d'une partie de la tête.....	32
Figure 2.8 – Illustration de la prise de mesure de la réflexion sur la surface du pouce..	36
Figure 2.9 – Exemple d'un signal reçu du pouce : (a) signal brut et (b) agrandissement d'une partie de ce signal, tous deux montrant la fenêtre de calcul de la TF.....	38
Figure 2.10 - Spectre de Fourier du signal présenté à la figure 2.9	39
Figure 2.11 - Réoxygénation du pouce	40
Figure 2.12 - Prise de mesures sur l'avant-bras.....	41
Figure 2.13 - Réflectance diffuse simulée et expérimentale sur l'avant-bras.....	42

Figure 2.14 - Absorption et fluence en fonction de la profondeur pour l'oxymétrie corticale.....	44
Figure 2.15 - Simulation du signal à la surface du cuir chevelu en fonction de la distance de la source	45
Figure 3.1 - Front-end for infrared brain imaging system.	66
Figure 3.2 - Optical simulation parameters: (a) layer properties and (b) layer model....	67
Figure 3.3 - Reflectance at the scalp surface for various source-detector spacing.	68
Figure 3.4 - Current-mode transimpedance amplifier circuit.	68
Figure 3.5 - Post-amplification stage: (a) block diagram, (b) common mode voltage referencing and high-pass filtering circuit, (c) unity gain buffer and (d) differential voltage amplifier schematics.	69
Figure 3.6 - Four-quadrant fully-differential voltage-mode analog mixer.	69
Figure 3.7 - Frequency response of the complete front-end.	70
Figure 3.8 - Transient response of the analog mixer as a demodulator (a) stimulus and (b) output.....	71
Figure 3.9 - Circuit photomicrograph	72
Figure 4.1 - Jonctions pn réalisables avec le procédé CMOS 0.18 μm : (a) puits-n/substrat-p, (b) implantation-n/substrat-p, (c) double diode implantation-p/puits-n/substrat-p et (d) puits-n/substrat-p latéral	78
Figure 4.2 – Résultats expérimentaux de la réponse optique de la photodiode intégrée à la puce ICFPMFN1.....	80

Figure 4.3 - Coupes de photodiodes réalisées dans un puits N profond (a) sans fente et (b) avec fente.	81
Figure A.1 – Localisation des plots d’entrées/sorties sur le dé de silicium.....	98
Figure B.1 – Montage de la puce ICFPMFN1 sur une plaquette de circuit imprimé : (a) vue de face montrant la puce ICFPMFN1, (b) vue de côté et (c) vue de dos montrant l’amplificateur IVC102 et la matrice de sélection du gain au coin supérieur droit.	99
Figure B.2 – Dessin à l’échelle 1:1 des masques de fabrication du circuit imprimé d’essai de la puce ICFPMFN1 (format CFP80) illustrant (a) la couche supérieure, (b) la couche inférieure, (c) la couche interne de masse et (d) la couche interne d’alimentation	100
Figure C.1 – Amplificateur de transimpédance à faible bruit en mode courant : (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques.....	102
Figure C.2 – Amplificateur de transimpédance différentiel à faible bruit en mode tension : (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques.	103
Figure C.3 – Amplificateur de tension auto-polarisé, (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques.....	104
Figure C.4 – Amplificateur de tension à gain unitaire utilisé pour adaptation d’impédance entre certains modules : (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques.....	105

- Figure C.5 – Filtre passe-haut basse fréquence utilisé pour le couplage AC entre certains modules et l'élimination de la composante continue du signal : (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques..... 106
- Figure C.6 – Mélangeur, multiplicateur analogique de tension sur 4 quadrants utilisé pour la démodulation : (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques..... 107
- Figure C.7 – Photodiode modulaire à puits n profond avec fente : (a) un élément (b) exemple d'agencement matriciel 2x2. 108
- Figure C.8 – Inverseur CMOS utilisé dans les portes de transmission et pour les bits de sélection B0, B1 et B2 : (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques. 109
- Figure C.9 – Porte de transmission CMOS utilisée comme multiplexeur analogique qui est contrôlé par les bits de sélection B0, B1 et B2 : (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques..... 110
- Figure C.10 – Exemple de structures entrelacées pour minimiser les erreurs dues aux variations de procédé et de composants bidons pour éviter les effets de bord. 111
- Figure C.11 – Exemple de formation d'un puits P dans un procédé à substrat P et à puits N permettant de réaliser des transistors à canal N à substrat flottant : (a) dessin des masques et (b) coupe schématisée 112

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 - Sources infrarouges utilisées dans le prototype.....	19
Tableau 2.2 - Puissance maximale admises aux longueurs d'ondes des sources utilisées	25
Tableau 2.3 - Paramètres de simulation.....	29
Tableau 2.4 - Coefficient d'absorption de l'hémoglobine pour différents degrés de saturation d'oxygène.....	29
Tableau 2.5 - Paramètres de simulation du modèle optique du crâne.....	31
Tableau 2.6 - Coefficients de corrélation des résultats expérimentaux recueillis avec le prototype de validation du principe pour la transmission dans l'air	34
Tableau 2.7 - Coefficients de corrélation des résultats expérimentaux recueillis avec le prototype de validation du principe pour la transmission à travers le pouce.....	35
Tableau 2.8 - Coefficients de corrélation des résultats expérimentaux recueillis avec le prototype de validation du principe pour la réflexion à la surface du pouce.....	36
Tableau 3.1 - Front-end performances: comparison between simulation and experimental results	73
Tableau 4.1 - Profondeur de pénétration de la lumière dans le silicium.....	79
Tableau A.1 – Brochage de la puce ICFPMFN1	97
Tableau C.1 – Valeur des différentes constantes utilisées pour fixer les dimensions de certains transistors.....	101

LISTE DES SIGLES ET SYMBOLES

Sigle	Description
A	Ampère, courant
AC	Alternative current, courant alternatif
c	Centi- (préfixe)
CAN	Convertisseur Analogique/Numérique
CCD	Charge-Coupled Device, circuit à charges couplées
CFP	Ceramic Flat Package
CM	Common mode
CMOS	Complementary Metal-Oxyde Semiconductor
CT	Computerized Tomography, scanner
dB	Décibel
DC	Direct current, courant continu
DEL	Diode électroluminescente
DIP	Dual In-Line Package
F	Farad, capacité
fMRI	Functional magnetic resonance imaging
GaAs	Arseniure de gallium, semiconducteur
Hb	Désoxyhémoglobine
HbO ₂	Oxyhémoglobine

Hz	Hertz, fréquence
ICNIRP	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection
IR	Infrarouge
k	Kilo- (préfixe)
LCR	Liquide céphalo-rachidien
LED	Ligth Emitting Diode, voir DEL
LVS	Layout versus Schematic
m	Mètre
M	Molaire (concentration en mol/l)
M	Méga- (préfixe)
m	milli- (préfixe)
MCML	Monte Carlo modeling of light transport in Multi-layered tissues
MRI	Magnetic resonance imaging
n	Nano- (préfixe)
NIR	Near infrared, infrarouge proche
NMOS	N-channel MOSFET, transistor à effet de champ à canal N
OTA	Operational transconductance amplifier, amplificateur de transconductance
p	Pico- (préfixe)
PAI	Phased Array Imaging
PET	Positron Emission Tomography, scanner
PMOS	P-channel MOSFET, transistor à effet de champ à canal P

PMT	photomultiplier tubes
RF	Radio fréquence
RMS	Root Mean Square, efficace
s	Seconde, temps
SO ₂	Saturation en oxygène
sr	Stéradian
TCSPC	Time Correlated Single Photon Counting
TSMC	Taiwan Semiconductor Manufacturing Company
UGB	Unity gain buffer, amplificateur à gain unitaire
UV	Ultra-violet
V	Volt, tension
VCM	Common-mode voltage
VDD	Tension d'alimentation la plus haute
Vis	Visible
VSS	Tension d'alimentation la plus basse
W	Watt, puissance
μ	Micro- (préfixe)
Ω	Ohm, résistance

INTRODUCTION

Avec l'avancement des technologies, plus précisément avec les percées successives et rapides du dernier siècle, le domaine médical a su profiter de nouveaux outils d'étude et de diagnostic permettant de déceler des symptômes de maladies ou de troubles physiques et psychologiques jusque là impossibles à observer. De plus, les différentes techniques d'imagerie médicale ont permis d'élucider ou, au moins, de mieux comprendre les causes et les effets de plusieurs maladies qui semblaient autrefois mystérieuses.

Le présent travail de recherche se penche sur une application qui touche un domaine très précis de l'imagerie médicale : l'imagerie fonctionnelle. Ce type d'imagerie est caractérisé par une approche qui vise à montrer graphiquement, d'où le nom d'imagerie, l'évolution dans le temps de certaines fonctions physiologiques spécifiques. Ces fonctions sont détectables par divers moyens physiques ou chimiques. On ne cherche donc pas à représenter des structures physiques, comme le font d'autres techniques basées sur la résonance magnétique nucléaire, les rayons X ou les scanners. On vise seulement à mesurer à l'aide d'un ou de plusieurs capteurs une variable physiologique et à la représenter de façon intelligible de manière à la rendre utile pour rendre un diagnostic ou pour permettre de l'étudier.

Dans le contexte précis qui a motivé cette recherche, la variable à étudier est le degré d'oxygénation du sang à la surface du cortex. Plus exactement, il s'agit de définir les contraintes et de développer un module de réception permettant d'observer, sur une période de temps donnée, les variations relatives de la concentration d'oxygène en circulation dans le sang à la surface du cortex cérébral humain. Plusieurs contraintes ont été posées dès le départ. Le système développé devra être non-invasif, portable, de faible poids, de faible puissance et de petites dimensions. De plus, la technique utilisée pour mesurer le paramètre en cause doit être la spectroréflexométrie infrarouge. Celle-ci sera expliquée en détail dans le chapitre 1. En bref, elle consiste à illuminer avec une source de lumière infrarouge une zone de l'échantillon, dans ce cas-ci le crâne, et de mesurer, à une distance déterminée du point d'entrée du faisceau, les caractéristiques du spectre de l'onde réfléchie. Les propriétés spectrales des composés chimiques traversés par le faisceau lumineux modifient son intensité par absorption et par diffusion. Ces changements d'intensité peuvent ensuite être utilisés pour observer l'évolution de la concentration des différents constituants de l'échantillon.

Le présent mémoire, divisé en cinq chapitres, traite de la recherche nécessaire à l'élaboration de la solution proposée, de sa réalisation, de ses performances et des suggestions pour l'améliorer. Le chapitre 1 présente l'imagerie optique par spectroréflexométrie infrarouge, les différentes techniques permettant de l'utiliser, ainsi que les différents travaux de recherche déjà effectués à son sujet. Le chapitre 2 expose la modélisation et les différents essais effectués à l'aide de prototypes qui ont permis de

bien définir les contraintes de design pour le circuit de réception à développer. Le chapitre 3 est la pièce maîtresse de ce mémoire. Dans ce chapitre est reproduit l'article « *A New Integrated Front-End for a Non-Invasive Brain Imaging System Based on Near-Infrared Spectroreflectometry* », publié dans le journal « IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers », et qui décrit la conception et les tests du module de réception proposé. Le chapitre 4 approfondit et complète les sujets touchés par l'article du chapitre 3. Finalement, le chapitre 5 fait le bilan des travaux effectués et formule des recommandations pour guider les futurs approfondissements du sujet.

CHAPITRE 1

L'IMAGERIE OPTIQUE INFRAROUGE

1.1 Introduction

Le phénomène qui est sous observation dans le présent travail est l'activation des différentes zones du cortex cérébral. Ce phénomène entraîne des changements physiques et chimiques dans les tissus corticaux, dont l'augmentation du flux sanguin et l'apport d'une quantité d'oxygène supplémentaire. Cet oxygène, qui est transporté par le sang, change de façon significative les proportions relatives d'oxyhémoglobine (HbO_2) et de désoxyhémoglobine (Hb) qu'il contient. Comme l'illustre la figure 1.2, ces deux constituants ont des caractéristiques optiques assez différentes dans la bande de lumière infrarouge proche (750 nm – 2500 nm) il est possible de bien les observer à l'aide de quelques points choisis sur leur spectre d'absorption.

Le travail de recherche présenté ici propose un module de réception dédié à un nouveau système d'imagerie optique portable permettant d'observer à long terme et sans encombrement l'évolution de l'activation des différentes zones du cortex cérébral.

Le dispositif sera basé sur la spectroréflexométrie infrarouge, c'est-à-dire que l'ont tentera d'identifier une substance et son comportement dans le temps par la mesure de différentes longueurs d'ondes de son spectre de réflexion dans la bande infrarouge. L'identification se fait par appariement des données avec celle d'un spectre connu et validé de la substance. Plus précisément, la bande qui nous intéresse est une sous-

division de la bande de l'infrarouge proche et d'une petite partie de la bande visible qui va de 650 nm à 950 nm. Comme le soulignent Hebden and Arridge [35], la limite inférieure de ce spectre d'intérêt correspond à la très grande absorption dans la région rouge du spectre par l'hémoglobine, et la limite supérieure à l'absorption de l'eau dans les longueurs d'ondes aux environs de 1 μm et plus. La figure 1.1 montre le spectre visible et infrarouge proche et la zone ombragée de la figure 1.2 représente la zone d'intérêt dans le spectre d'absorption de l'oxy-hémoglobine et de la désoxy-hémoglobine. On remarque que le spectre présente plusieurs caractéristiques intéressantes dans cette région comme une faible absorption, un point de croisement isobestique et une inversion du type d'hémoglobine le plus absorbant causée par ce point de croisement. Un point isobestique d'une substance est une longueur d'onde à laquelle deux variantes de cette substance, dans ce cas-ci l'hémoglobine, ont le même coefficient d'absorption molaire.

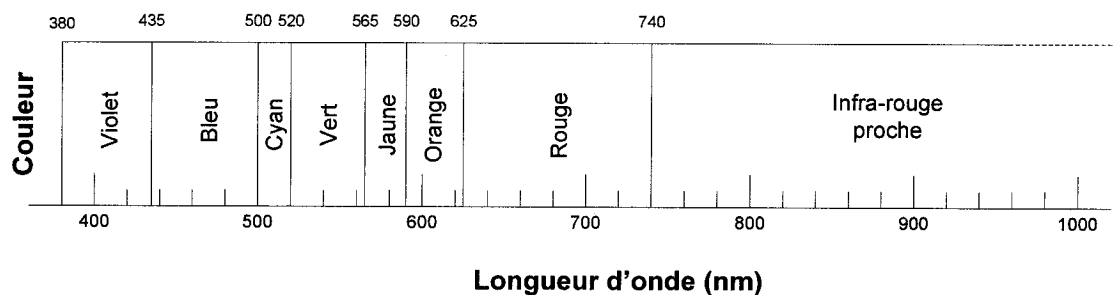


Figure 1.1 - Correspondance des couleurs du spectre visible en fonction de la longueur d'onde

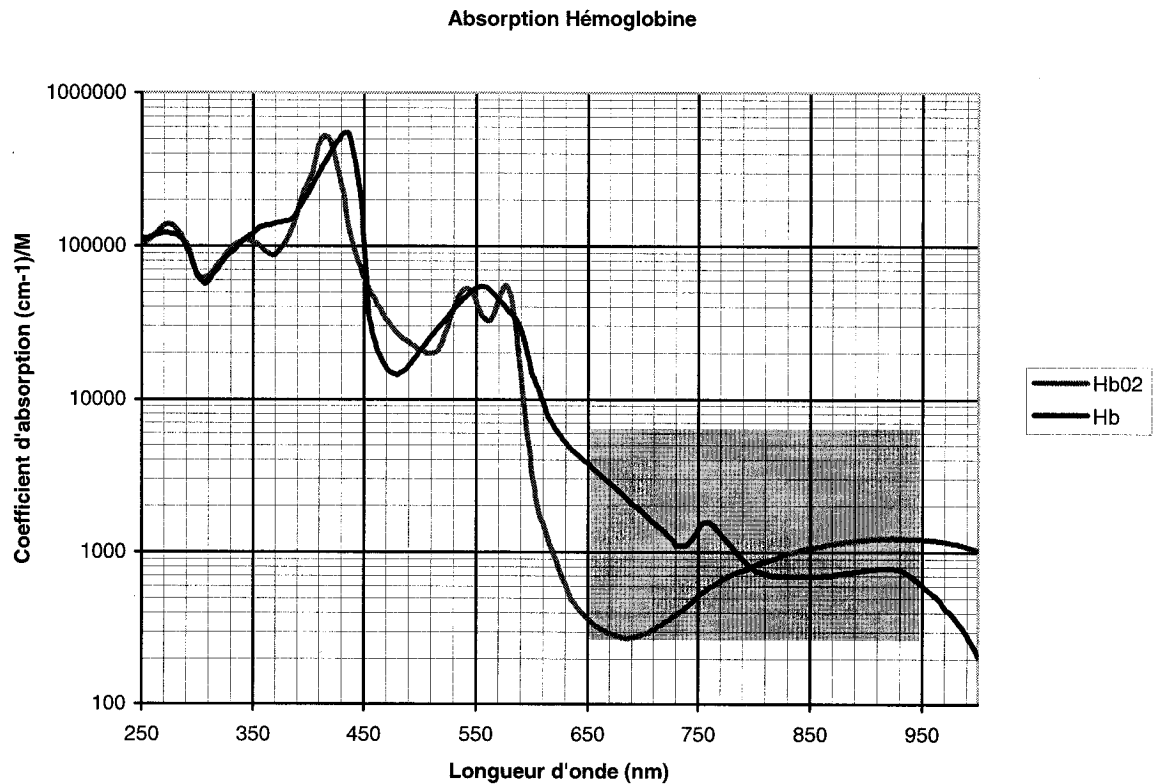


Figure 1.2 - Spectre (UV-Vis-NIR) d'absorption de l'oxy-hémoglobine et de la désoxy-hémoglobine

Nous débuterons donc par une revue des différentes techniques disponibles pour réaliser un système d'imagerie à infrarouges. Ensuite seront exposées les principaux travaux de recherche ayant cours ou complétés qui traitent de ces différentes techniques. Il est important de noter qu'un complément à cette revue de littérature est présenté dans l'article formant le chapitre 3.

1.2 Techniques d'imagerie optique infrarouge

Il existe plusieurs techniques pour générer et capter les signaux optiques nécessaires à l'imagerie fonctionnelle à infrarouges. Les principales méthodes utilisées seront

exposées dans les paragraphes suivants. Ce sont les méthodes en temps continu, les méthodes fréquentielles et les méthodes à résolution temporelle.

1.2.1 En temps continu

La technique en temps continu, comme son nom le laisse entendre, est basée sur des mesures prises sur un signal continu ou modulé à faible fréquence (<50 kHz) et sur l'analyse de son amplitude seulement. De cette technique, peu d'informations en nombres absolus ne peuvent être facilement tirées. Normalement, il faut des composants très sensibles, ou des sources de rayonnement puissantes pour obtenir un maximum de précision sur les mesures. Il est aussi impossible de dériver des concentrations absolues d'hémoglobine puisqu'il est nécessaire de pouvoir mesurer la longueur du chemin parcouru par les photons pour obtenir ce type de résultat. Aucune information de déphasage n'est disponible à cause de l'absence ou de la modulation à faible fréquence du signal optique. Comme seulement l'amplitude des signaux est prise en compte, le traitement du signal permet seulement d'extraire des changements relatifs de concentration par rapport à un point fixe arbitraire. Ce type de données relatives peut toutefois être utile dans un contexte d'observation à long terme ou d'imagerie fonctionnelle, puisqu'elles permettent de déceler qualitativement l'activation ou des changements physiologiques dans les zones observées. De plus, les circuits et les techniques d'analyse nécessaires à l'application de cette méthode sont les plus simples des trois méthodes présentées. Son principe de fonctionnement est décrit par le développement mathématique qui suit.

Si on fait l'hypothèse que l'absorption totale est la somme des absorptions des substances rencontrées et que l'on utilise trois longueurs d'ondes dans la bande des infrarouges proches, on peut appliquer l'équation de Beer-Lambert [31] pour former le système suivant :

$$\begin{aligned}\mu_a(\lambda_1) &= \varepsilon_{Hb}(\lambda_1)[Hb] + \varepsilon_{HbO_2}(\lambda_1)[HbO_2] + \mu_{a, autres substances}(\lambda_1) \\ \mu_a(\lambda_2) &= \varepsilon_{Hb}(\lambda_2)[Hb] + \varepsilon_{HbO_2}(\lambda_2)[HbO_2] + \mu_{a, autres substances}(\lambda_2) \\ \mu_a(\lambda_3) &= \varepsilon_{Hb}(\lambda_3)[Hb] + \varepsilon_{HbO_2}(\lambda_3)[HbO_2] + \mu_{a, autres substances}(\lambda_3)\end{aligned}\quad (1.1)$$

où ε_{Hb} et ε_{HbO_2} sont les coefficients d'extinction de la desoxy-hémoglobine et de l'oxyhémoglobine respectivement. Le terme $\mu_{a, autres substances}$ est principalement composé de la somme de l'absorption de l'eau et du cytochrome aa₃, ces derniers étant les deux autres principaux absorbants présents. Ce dernier terme varie peu dans la plage d'intérêt et est considéré constant (indépendant de la longueur d'onde) pour simplifier les calculs. Des différences d'absorption pourront donc être traduites par des différences de concentration d'Hb et d'HbO₂ à partir de ce système d'équations. Le paramètre reliant la concentration d'Hb et d'HbO₂ est la saturation en oxygène. On définit le degré de saturation en oxygène du sang par:

$$SO_2 = 100 \times \frac{[HbO_2]}{[H]} \quad (1.2)$$

où H est la concentration totale d'hémoglobine dans le tissu sous observation:

$$[H] = [HbO_2] + [Hb] \quad (1.3)$$

Comme nous faisons l'hypothèse que l'absorption des autres substances reste constante sur toute la bande de fréquence sur laquelle sont prélevées les mesures, il est possible de combiner les équations (1.1), (1.2) et (1.3) pour obtenir la relation suivante :

$$\frac{\mu_a(\lambda_1 - \lambda_3)}{\mu_a(\lambda_2 - \lambda_3)} = \frac{(\epsilon_{Hb} + SO_2(\epsilon_{HbO_2} - \epsilon_{Hb}))(\lambda_1 - \lambda_3)}{(\epsilon_{Hb} + SO_2(\epsilon_{HbO_2} - \epsilon_{Hb}))(\lambda_2 - \lambda_3)} \quad (1.4)$$

Les longueurs d'ondes λ_2 et λ_3 sont habituellement choisies de manière à minimiser l'effet du terme $SO_2(\epsilon_{HbO_2} - \epsilon_{Hb})$ pour le rendre négligeable : $\epsilon_{Hb}(\lambda_2 - \lambda_3) \gg SO_2(\epsilon_{HbO_2} - \epsilon_{Hb})(\lambda_2 - \lambda_3)$. Cela permet de simplifier l'équation (1.4) de la façon suivante :

$$\frac{\mu_a(\lambda_1 - \lambda_3)}{\mu_a(\lambda_2 - \lambda_3)} = \frac{(\epsilon_{Hb} + SO_2(\epsilon_{HbO_2} - \epsilon_{Hb}))(\lambda_1 - \lambda_3)}{\epsilon_{Hb}(\lambda_2 - \lambda_3)} \quad (1.5)$$

pour ainsi obtenir une relation linéaire entre la saturation en oxygène et le rapport des différences d'absorption à trois longueurs d'ondes précises.

1.2.2 Méthodes fréquentielles

Les méthodes fréquentielles sont basées sur une analyse de signaux modulés à haute fréquence (100 MHz – 500 MHz). L'analyse se fait dans le domaine fréquentiel. Plusieurs types d'algorithmes ont été développés dont le plus utilisé, qui ne tient compte que du déphasage entre le signal entrant et le signal sortant [33]. En effet, le déphasage est directement proportionnel au temps requis par le signal pour traverser les tissus à l'étude. Comme ce temps de parcours est déterminé par la longueur moyenne du vol des

photons et que cette longueur est un processus stochastique dont la moyenne dépend du coefficient de dispersion optique réduit du milieu (μ'_s) et du coefficient d'absorption (μ_a), on suppose que le changement de concentration des deux composantes HbO₂ et Hb peut être détecté de cette manière. En effet, ces deux substances ont des propriétés optiques assez différentes pour être aisément détectables.

On peut se servir des équations de Beer-Lambert et du modèle de transport radiatif des photons pour former un système d'équations basé sur le déphasage des différents signaux [32]:

$$\begin{aligned}\theta(\lambda_1) &= \rho(1 - \mu_a(\lambda_1)^{c/4\pi f})\sqrt{6\pi c\mu'_s(\lambda_1)f} \sin(\pi/4) \\ \theta(\lambda_2) &= \rho(1 - \mu_a(\lambda_2)^{c/4\pi f})\sqrt{6\pi c\mu'_s(\lambda_2)f} \sin(\pi/4) \\ \theta(\lambda_3) &= \rho(1 - \mu_a(\lambda_3)^{c/4\pi f})\sqrt{6\pi c\mu'_s(\lambda_3)f} \sin(\pi/4)\end{aligned}\tag{1.6}$$

Comme la plage de longueurs d'ondes est assez limitée (700 à 900 nm), il est acceptable de considérer le coefficient de dispersion constant. Cela mène à la réduction de l'équation précédente pour donner la relation suivante :

$$\frac{\theta(\lambda_1 - \lambda_3)}{\theta(\lambda_2 - \lambda_3)} = \frac{\mu_a(\lambda_1 - \lambda_3)}{\mu_a(\lambda_2 - \lambda_3)}\tag{1.7}$$

Aussi, d'après le développement fait pour les méthodes à temps continu, il est possible de substituer le rapport des coefficients d'absorption pour obtenir la relation linéaire suivante entre la saturation d'oxygène du sang et le rapport des différences des déphasages entre les trois longueurs d'ondes utilisées :

$$\frac{\theta(\lambda_1 - \lambda_3)}{\theta(\lambda_2 - \lambda_3)} = \frac{\varepsilon_{Hb}(\lambda_1 - \lambda_3)}{\varepsilon_{Hb}(\lambda_2 - \lambda_3)} + SO_2 \frac{(\varepsilon_{HbO_2} - \varepsilon_{Hb})(\lambda_1 - \lambda_3)}{\varepsilon_{Hb}(\lambda_2 - \lambda_3)} \quad (1.8)$$

Avec cette technique fréquentielle, on peut donc obtenir des résultats semblables à ceux des méthodes en temps continu. Il est aussi important de noter que la résolution de ce type de système est fortement influencée par la fréquence de modulation du signal optique. En effet, plus la fréquence est élevée, plus le déphasage sera grand pour une même variation d'absorption du milieu traversé.

1.2.3 Résolution temporelle

La technique, très sophistiquée, de l'imagerie optique à résolution temporelle est basée sur la mesure du temps de parcours d'un seul photon à travers les tissus à caractériser [43]. Pour être en mesure de réaliser de telles mesures, un équipement de pointe est nécessaire. La source de lumière infrarouge est composée d'un laser à impulsions très courtes (quelques femtosecondes ou picosecondes) de manière à envoyer qu'une très petite quantité de photons dans les tissus à l'étude. Le récepteur, quant à lui, se doit d'être extrêmement sensible. Il s'agit de tubes photomultiplicateurs couplés à un circuit de comptage de photons uniques. Ce dernier sert à mesurer exactement le temps d'arrivée du premier photon à atteindre le capteur.

Le système accumule les mesures successivement, ce qui mène à la formation d'une distribution statistique des temps d'arrivée des premiers photons à traverser les tissus. La forme et l'emplacement de la moyenne de cette distribution permettent de déduire des paramètres optiques comme l'absorption et la dispersion. En plus, comme on

mesure directement le temps de vol des photons, on peut calculer exactement la distance parcourue par ceux-ci, ce qui permet, contrairement aux autres techniques, d'obtenir des données absolues de concentrations des constituants du milieu irradié sans faire d'hypothèses sur les propriétés optiques du milieu puisqu'elle sont directement mesurées.

1.3 Principales applications existantes

Plusieurs groupes de recherche se sont penchés sur l'imagerie optique utilisant les infrarouges proches [27][34][42][46][47]. Parmi les résultats les plus intéressants obtenus à travers les différents groupes de recherche, on peut noter une préférence pour l'utilisation des méthodes à résolution temporelle pour ceux qui désirent obtenir des images de qualité supérieure (au point de vue de la résolution) et des mesures absolues de concentrations d'oxygène. Il faut cependant noter que ces méthodes nécessitent des équipements très sophistiqués et souvent volumineux. Il semble aussi que les investissements nécessaires à l'acquisition ou au développement des équipements nécessaires soient très importants. La plupart des dispositifs ayant un potentiel de portabilité utilisent des techniques en mode continu ou modulé. Ceux-ci sont réalisables avec de petits dispositifs qui peuvent être relativement facilement rendus portatifs.

Le Biomedical Optics Research Group au Royaume-Uni a étudié et développé plusieurs dispositifs d'imagerie optique. Leur principal projet, MONSTIR [34], consiste en un dispositif utilisant une méthode à résolution temporelle, donc des impulsions très courtes de sources laser infrarouges. Cette machine compte 32 canaux et utilise la

technique de TCSPC (Time Correlated Single Photon Counting) [43]. Ce type de dispositif nécessite l'usage de gros équipements. Il semble que ce ne soit pas adaptable à une application portative comme celle que l'on veut développer.

Le Bioengineering Center de l'université Tufts au Maryland a développé un système à 32 canaux et 2 longueurs d'ondes (758 nm et 830 nm) [44]. Ce système utilise la technique de modulation de la lumière à haute fréquence pour acquérir les données. Avec ce dispositif, il est possible d'obtenir une image d'une zone de 4 cm x 9 cm en 160 ms. Les sources lumineuses sont 16 diodes laser couplées à des fibres optiques pour acheminer le signal vers la zone à irradier. Les deux détecteurs (PMT, photomultiplicateur tubes) sont aussi couplés à des fibres optiques qui recueillent les signaux. Les propriétés de ce système sont très intéressantes. Le temps d'acquisition est de l'ordre de grandeur de celui que l'on veut obtenir. L'utilisation de photomultiplicateurs pose toutefois un problème de taille : l'utilisation de hautes tensions. Cela nécessite des sources de tension spécialisées (et volumineuses) et rend plus précaire la sécurité du dispositif pour l'utilisateur qui devra l'installer sur sa tête.

Un projet similaire a été mené au Department of Biochemistry and Biophysics de l'université de la Pennsylvanie. Le système est aussi basé sur la modulation de la lumière incidente et sur la détection de l'amplitude et de la phase des ondes réfléchies. Un exposé intéressant sur le phénomène de nuls d'interférence (phase cancellation) explique le fonctionnement de leur système et de leur algorithme de reconstitution de

l'image PAI (Phased Array Imaging) [45]. Encore une fois, les signaux sont détectés par des tubes photomultiplicateurs, ce qui handicape beaucoup ce système en vue d'une application portable.

Un groupe japonais a réalisé un système portable [36] pour observer le lobe frontal du cortex avec deux longueurs d'ondes (760 nm et 840 nm). Les sources sont des diodes électroluminescentes et les détecteurs sont des photodiodes. Malgré l'utilisation de ces composants électroniques beaucoup moins sophistiqués que ceux décrits précédemment, il semble que le groupe soit arrivé à obtenir des données reproductibles et fiables sur des enfants de 5 à 6 ans. Le système, de dimensions réduites, se porte dans un sac à dos et les signaux sont acheminés par fils à la sonde en forme de bandeau qui permet de recueillir les données optiques. Ce projet trace une piste intéressante en vue d'une miniaturisation de l'équipement d'acquisition et tend à confirmer la faisabilité d'un système complètement intégré sous la forme d'un casque peu encombrant.

Connaissant l'état de l'art ainsi que les avantages et inconvénients de chacune des principales techniques d'imagerie optique, nous orienterons donc la conception du module de réception vers un système en temps continu pouvant être intégré sur une puce de silicium. Ce choix nous permettra de prendre les mesures nécessaires à notre application tout en élargissant l'éventail des technologies portables présentement disponibles. Nous croyons qu'il serait possible que tout le dispositif d'imagerie se limite à un casque qui serait, si nécessaire, relié par lien RF à un ordinateur.

1.4 Récapitulation

Dans ce premier chapitre, nous avons montré qu'il existe plusieurs techniques d'imagerie optique à infrarouge. On peut les regrouper en trois grandes catégories selon leur mode de génération et d'analyse des signaux.

Les premières techniques, qui sont aussi les plus simples, peuvent être classées sous le vocable « en temps continu », ce qui inclut toutes les méthodes, incluant celle de ce projet, faisant intervenir des signaux optiques continus ou modulés à faible fréquence.

Dans un deuxième groupe de techniques sont regroupées les systèmes faisant appel à des méthodes d'analyse fréquentielle des signaux. La lumière infrarouge est modulée à haute fréquence et l'information la plus importante est la mesure du déphasage à différentes longueurs d'ondes.

Le troisième groupe inclut les techniques dites à résolution temporelle. Cette catégorie inclut certainement les systèmes les plus sophistiqués dans ce domaine. Cependant, les équipements nécessaires à la génération des signaux optiques et à leur réception offrent peu de possibilités de miniaturisation en vue de la conception d'un système portable.

Le chapitre suivant présentera les différents modèles, simulations et prototypes réalisés pour dimensionner les différents éléments du module de réception à concevoir.

CHAPITRE 2

MODÈLES ET PROTOTYPES

2.1 Introduction

Ce chapitre décrit les étapes préliminaires à la conception du module de réception du système d'imagerie optique à infrarouges. Dans les premiers stades du projet, un prototype a été construit pour valider la faisabilité de la prise de mesures à travers des tissus à l'aide de sources infrarouges non cohérentes et de capteurs au silicium. Une description de ce prototype et des tests réalisés avec celui-ci sera donnée.

De plus, comme l'appareil à concevoir vise à interagir directement avec les tissus humains, il est primordial de s'assurer de sa sécurité pour les utilisateurs et les patients qui seront soumis à son utilisation. Les règles de sécurité dans ce domaine sont bien documentées. Celles se rapportant à ce projet seront clairement exposées. La sécurité du système optique que nous concevons sera vérifiée.

Finalement, un modèle optique des tissus à traverser a dû être développé pour que nous soyons en mesure de simuler adéquatement le comportement de ceux-ci au niveau de l'absorption et de la réflexion des ondes infrarouges. Ces résultats de simulation, comparés à des résultats expérimentaux provenant du prototype, permettront de dimensionner adéquatement les différents modules du système optoélectronique à concevoir, plus particulièrement le module de réception intégré sur puce de silicium.

2.2 Prototype de validation du principe

Le premier travail expérimental consistait à vérifier la faisabilité de ce genre de système à l'aide d'un prototype simplifié d'appareil d'imagerie optique à infrarouges. Celui-ci a été réalisé à l'aide de composants standards disponibles sur le marché. Ce prototype est composé d'un module d'émission infrarouge à deux longueurs d'ondes, d'un module de réception et d'un circuit d'acquisition.

La figure 2.1 résume graphiquement les propriétés de transmission et de réflexion d'un milieu multicouches. Lorsqu'un rayon lumineux atteint la surface d'une substance ayant un indice de réfraction différent de celui de la substance dans laquelle elle se déplace, une partie de l'onde incidente est réfléchie tandis qu'une autre partie traverse la frontière et est dite transmise. L'équivalent électromagnétique de cette différence d'indice de réfraction est une discontinuité d'impédance du milieu de propagation.

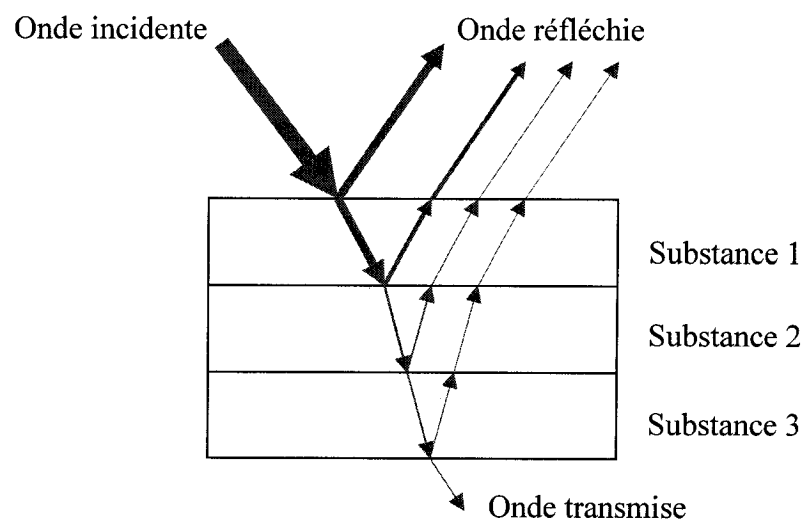


Figure 2.1 - Réflexion spéculaire et transmission dans un milieu multi-couches

Le phénomène d'absorption est quant à lui associé aux différents types de pertes que l'onde subit en traversant un milieu non idéal. Les propriétés des différentes substances sont fortement variables en fonction de la fréquence. C'est ce qui donne le spectre d'absorption d'une substance et qui rend possible l'identification de celle-ci à l'aide des différentes techniques de spectroscopie.

La diffusion survient, entre autres, lorsque l'onde traverse un milieu anisotrope qui reflète et transmet l'onde incidente de façon aléatoire. Cela survient dans les tissus à cause de la structure cellulaire de ceux-ci. Aussi, les différents organites contribuent à la diffusion de la lumière. En effet, les parois cellulaires et les organites agissent comme d'innombrables surfaces partiellement réfléchissantes orientées aléatoirement, ce qui cause la diffusion. En ce sens, il est connu que la lumière, cohérente ou non, est presque complètement diffusée après quelques millimètres de tissus, surtout au niveau du crâne à cause de l'os de la boîte crânienne qui est de loin le plus fort absorbeur à cause de son épaisseur et de sa densité [13]. La source lumineuse peut donc être assimilée à une source isotrope, c'est-à-dire qui émet également dans toutes les directions, après la pénétration dans les tissus. Cela a pour effet d'atténuer considérablement la source lumineuse équivalente, puisque la puissance est maintenant rayonnée sur une sphère complète au lieu de l'être sur une fraction de celle-ci. La réflexion à la surface extérieure s'en voit donc diminuée considérablement, d'où l'importance d'utiliser un capteur très sensible.

2.2.1 Module d'émission

Les sources sont des DEL infrarouges dont la longueur d'onde d'émission centrale est de 840 nm et 940 nm. Ce sont des composants standards produits à grande échelle pour de multiples applications (IrDA, télécommandes, vision nocturne, ...). Ils sont donc abondants, faciles à trouver et peu coûteux. Le système a été conçu pour accommoder les deux sources. Le tableau 2.1 indique les principales caractéristiques des sources employées. Les puissances sont données en milliwatt par stéradian (*sr*), une unité d'angle solide.

Tableau 2.1 - Sources infrarouges utilisées dans le prototype

Modèle	Longueur d'onde	Courant de polarisation I_{max}	Puissance optique @ I_{max} P_o
KIE-7305-1P	840 nm	20 mA	100 mW/sr
TSAL6100	940 nm	50 mA	100 mW/sr

Pour être en mesure de bien séparer la contribution des sources, qui émettent simultanément, il est nécessaire de moduler chacune à des fréquences raisonnablement éloignées et qui ne sont pas des harmoniques les unes des autres. Les deux fréquences de modulation sont donc fixées à 700 Hz et 3150 Hz pour les sources de 840 nm et 940 nm respectivement.

Pour réduire à un niveau acceptable les composantes spectrales indésirables, il a été convenu de moduler la lumière avec une sinusoïde relativement pure produite à l'aide d'une onde carrée filtrée par un passe-bas du 3^e ordre. La figure 2.2 présente le schéma de principe du module de génération de signaux optiques.

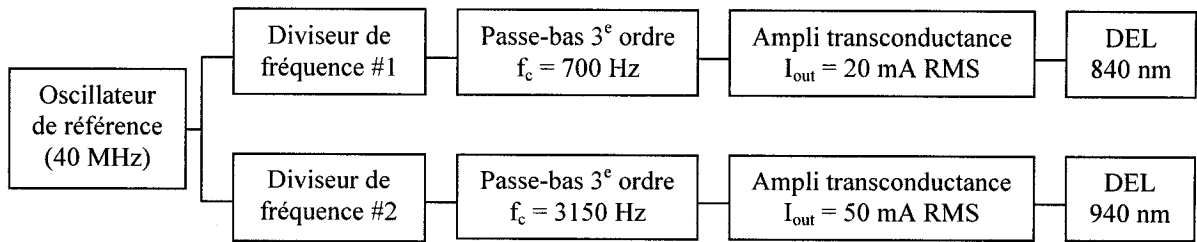


Figure 2.2 - Schéma bloc du module d'émission infrarouge à 2 longueurs d'ondes

La figure 2.3 montre, à titre indicatif, le schéma électronique du circuit d'un seul canal tel que réalisé. La fréquence de référence principale, de laquelle découlent toutes les autres fréquences, est fournie par un oscillateur à cristal très stable dont la fréquence est de 40 MHz qui est divisée une première fois par 16 par un compteur haute vitesse. L'étage suivant, dont la fonction est de diviser la fréquence de référence par un facteur précis est réalisé avec un diviseur de fréquence CD4069 qui émet une impulsion haute à tous les N cycles de la fréquence d'entrée, où N est n'importe quel entier compris entre 3 et 15999. Ce dernier permet d'obtenir la fréquence précise désirée, mais avec un rapport cyclique de 1/N. On doit donc passer ce signal dans un diviseur par 2 (bascule D) pour retrouver une onde carrée avec un rapport cycle de 50%. L'étage de filtrage est simple, il comporte une suite de trois filtres de premier ordre agencés en cascade et dont la fréquence de coupure est donnée par l'équation (2.1).

$$f_c(N) = \frac{40\text{MHz}}{32N} \quad (2.1)$$

Le deuxième étage de filtrage inclut aussi un sommateur analogique permettant de superposer une tension continue entre -12 V et +12 V. Ceci sert à ajuster la composante

continue du courant de sortie pour qu'elle soit minimale. Cela est nécessaire pour obtenir la plus grande amplitude d'oscillation possible pour une puissance dissipée dans les diodes électroluminescentes minimale. Le troisième amplificateur est un OPA551 qui supporte un courant de sortie de ± 200 mA. Il sert à implémenter la source de courant alimentant les diodes infrarouges.

L'autre canal est semblable, seulement la fréquence de coupure des filtres est différente et l'intensité de la source de courant est ajustée pour correspondre aux limites de la diode électroluminescente à 940 nm.

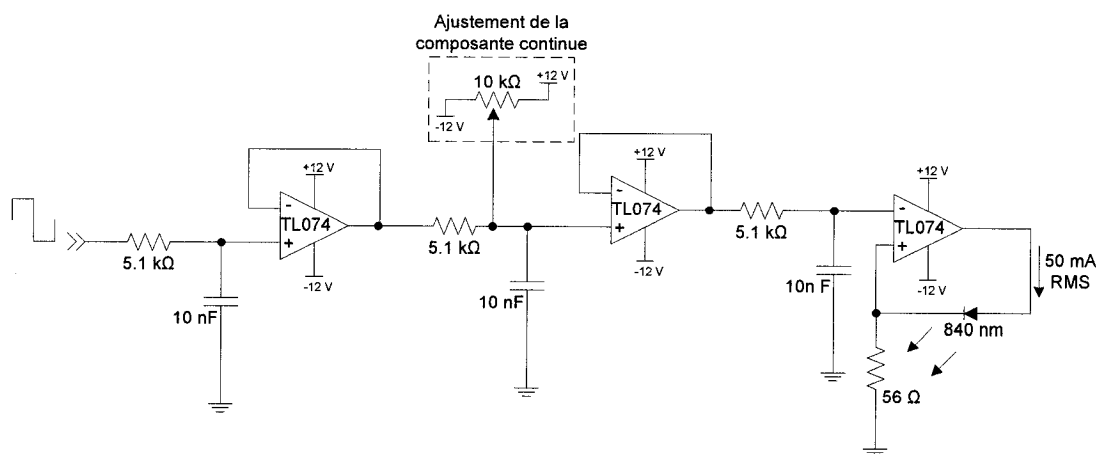


Figure 2.3 - Schéma électronique simplifié d'un canal de l'émetteur

2.2.2 Module de réception

Le détecteur est une photodiode au silicium dont la sensibilité maximale est atteinte à 850 nm. Il s'agit de la pièce OPT101 de la compagnie Burr-Brown. En plus de renfermer une photodiode de grande dimension, 5,2 mm², elle intègre l'amplificateur de transimpédance nécessaire à la conversion du courant généré par la conversion électro-

optique en tension pour une lecture éventuelle par un convertisseur analogique-numérique. La figure 2.4 illustre le schéma simplifié de cette puce, tel que fourni par le fabricant.

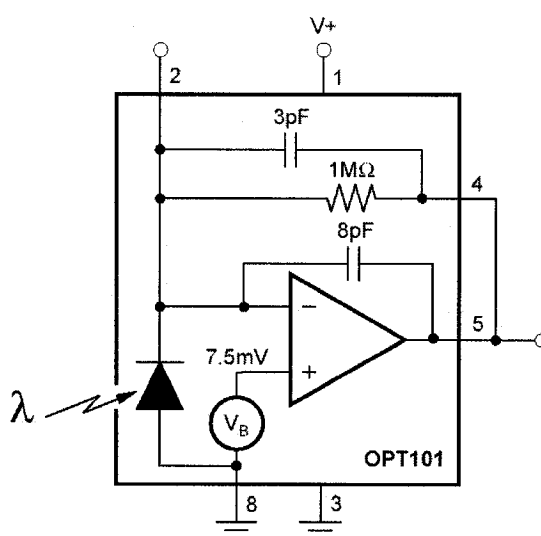


Figure 2.4 - Schéma simplifié du module de réception optique utilisé comme étage d'entrée du prototype.

La responsivité du capteur est de 0,60 A/W à 840 nm et de 0,50 A/W à 940 nm. En utilisant la résistance de rétroaction déjà intégrée, on obtient un gain de transimpédance de $R = 1 \text{ M}\Omega$, ce qui permet de convertir directement les A/W en V/ μ W. Cette seule puce intègre toutes les fonctions du module de réception du prototype.

2.2.3 Module de numérisation

La numérisation du signal reçu par l'étage d'entrée est faite à l'aide d'un convertisseur analogique à numérique (CAN) de 16 bits à une fréquence d'échantillonnage de 100 kHz. Évidemment, comme les filtres limitent le signal d'entrée à une fréquence

maximale de 3150 Hz, le critère de Nyquist est respecté et aucun recouvrement spectral (*aliasing*) n'est possible. Les données sont recueillies par un analyseur logique, le modèle Tek-715 de Tektronix, et sont sauvegardées pour être traitées ultérieurement par le logiciel Matlab.

Le CAN est un LTC1605 de la compagnie Linear Technologies. Il s'agit d'un convertisseur à approximations successives. La fréquence d'échantillonnage de 100 kHz est assez élevée, compte tenu de sa résolution de 16 bits, ce qui en fait un bon choix pour la présente application, qui requiert une plage dynamique élevée. De plus, la possibilité de suréchantillonner le signal permettra d'améliorer les caractéristiques en bruit des données recueillies.

2.2.4 Considérations de sécurité

Les rayons infrarouges utilisés pour prendre les mesures du système d'imagerie optique que nous concevons sont des ondes électromagnétiques. Ces ondes ont une énergie qui dépend, entre autre, de l'amplitude et de la longueur d'onde auxquelles elles sont produites. Comme les rayons infrarouges doivent traverser des tissus vivants, une partie de cette énergie sera absorbée par ceux-ci, produisant ainsi une quantité déterminée de chaleur. Pour éviter que cette absorption de chaleur ne produise une augmentation de température susceptible d'endommager les tissus, il est important de limiter la puissance des signaux émis. L'*International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection* (ICNIRP) publie un document de référence sur les différents aspects de la sécurité des dispositifs optiques [21], comme les lasers et les DEL, dans lequel une formule permet

de calculer les doses sécuritaires de radiations pouvant être absorbées par la peau et les yeux pour un rayonnement provenant d'une source laser. Comme l'appareil sert à prendre des mesures à la surface du crâne, il est important de respecter les normes concernant la peau. Cependant, il est important de noter que le résultat de ce calcul donne les limites sécuritaires pour une source cohérente (laser). Les sources utilisées pour ce projet sont composées de DEL, qui émettent une lumière incohérente. Il est généralement reconnu [21] que les sources de lumière incohérentes posent un risque inférieur aux sources cohérentes pour une même puissance d'émission. Il est donc acquis que si le système conçu dans le cadre de ce projet respecte les normes pour les sources cohérentes, il n'y aura pas de risques pour la sécurité des utilisateurs.

L'équation (2.2) est utilisée pour déterminer le rayonnement maximal admissible entre 700 nm et 1050 nm.

$$EL = 0,2C_A W / cm^2 \quad \text{où} \quad C_A = 10^{0,002(\lambda-700)} \quad (2.2)$$

Cette fonction sous forme graphique est illustrée à la figure 2.5.

La source utilisée est composée de deux DEL dont les longueurs d'ondes sont 840 nm et 940 nm. À ces longueurs d'ondes, on peut extraire les valeurs du tableau 2.2 pour la densité de puissance maximale admissible.

Étant donné que la puissance maximale de chacune des sources est de l'ordre de 10 mW, et que la surface irradiée par chacune d'elles est un cercle d'une surface

d'environ $0,2 \text{ cm}^2$, la densité de puissance maximale à la surface de la peau sera toujours inférieure à 50 mW/cm^2 . Cela respecte les normes de sécurité, même dans le cas où nous remplacerions les sources infrarouges par des lasers aux caractéristiques semblables parce que, rappelons-le, les limites utilisées s'appliquent aux lasers.

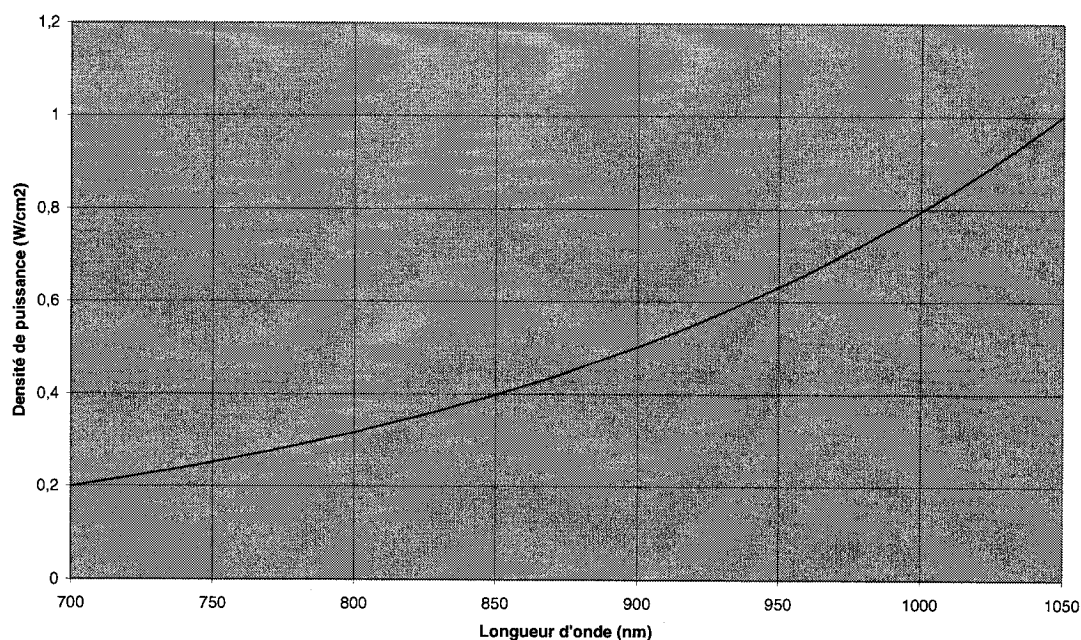


Figure 2.5 - Densité de puissance maximale admissible à la surface de la peau pour une source laser infrarouge pour une longue durée d'exposition (10 à 30 000 s).

Tableau 2.2 - Puissance maximale admises aux longueurs d'ondes des sources utilisées

Longueur d'onde (nm)	Puissance maximale (W/cm ²)
840	0,381
940	0,604

2.3 Modélisation optique

La simulation par la méthode de Monté Carlo est une technique stochastique qui est très utilisée dans le domaine du transport de radiation étant donné que l'interaction entre les tissus et les photons est connue comme étant un processus aléatoire [14]. Le principe simplifié de cette méthode est illustré par la figure 2.6.

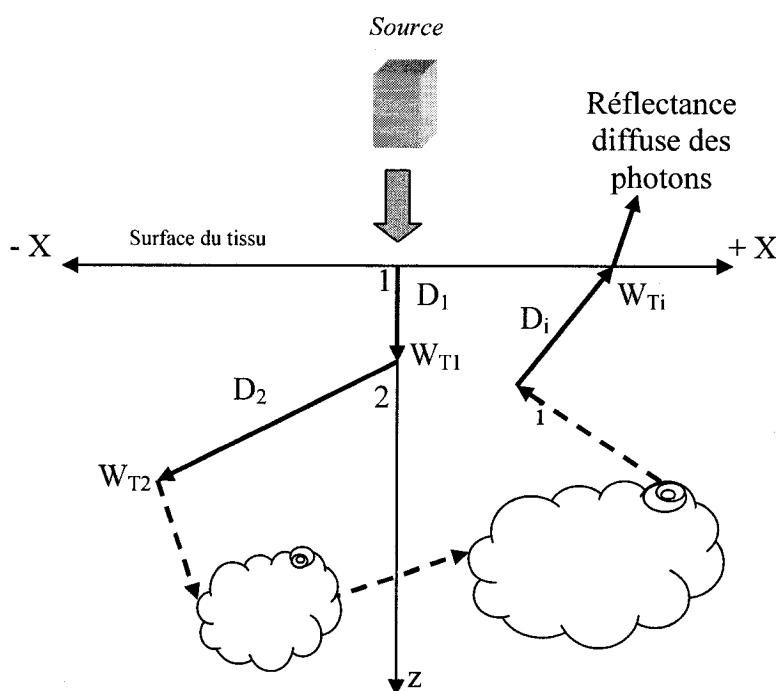


Figure 2.6 - Trajet d'un photon, absorption et diffusion

Un paquet de photons est émis à la surface du tissu (1). Pendant son parcours, une partie de l'énergie sera absorbée (D_1) et après une certaine distance (aléatoire), il se produit une diffusion (W_{T1}). Cette diffusion va séparer le paquet de photons en plusieurs groupes qui vont continuer dans différentes directions. Ce processus continue jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de photons dans le tissu ou que les photons ressortent du tissu. Les paramètres utilisés dans cette simulation sont le coefficient de diffusion (μ_s), le

coefficient d'absorption (μ_a) et le facteur d'anisotropie (g). Le premier paramètre, μ_s , est celui qui entre en jeu lors de la redistribution de l'énergie au moment de l'éclatement du paquet de photons par le processus de diffusion. Le second paramètre, μ_a , est le paramètre qui caractérise l'absorption de l'énergie par le milieu. Plus il est élevé, plus l'énergie est absorbée par le milieu et ainsi transformée sous forme de chaleur. Finalement, g est un facteur qui caractérise l'angle qu'il y a entre la direction du photon avant et après la diffusion. Si g est proche de 1, la direction après la diffusion aura un angle proche de 180° par rapport à la direction initiale.

2.3.1 Utilisation du pouce comme milieu de propagation

2.3.1.1 Coefficient d'absorption μ_a

Dans cette partie de l'étude, le but est de déterminer, par simulation, la réflectance diffuse de l'hémoglobine, donc de simuler l'envoi de photons sur le pouce (avec une épaisseur de peau négligeable). Les paramètres utilisés seront liés aux propriétés de l'hémoglobine. L'hémoglobine est constituée de plusieurs éléments, mais dans notre étude nous ne prenons en compte que les deux principaux, qui sont l'oxyhémoglobine (HbO_2) et la désoxyhémoglobine (Hb). Pour le sang artériel oxygéné, l'équation (1.2), qui représente la saturation d'oxygène, donne une valeur 90 à 100 % pour des personnes saines. Pour le sang veineux, désoxygéné, la saturation peut se situer sous les 50 % et même atteindre les 30 % dans certaines situations. Les valeurs de ϵ_{HbO_2} et ϵ_{Hb} sont connues dans la littérature [41] et dépendent de la longueur d'onde. Les concentrations sont donc variables et sont reliées à la valeur de la saturation d'oxygène.

2.3.1.2 Coefficient de diffusion μ_s

Le coefficient de diffusion pour les tissus vivants est compris entre 1 mm^{-1} et 5 mm^{-1} . Il est assez constant selon la longueur d'onde ce qui nous permet de considérer ces valeurs constantes.

2.3.1.3 Facteur d'anisotropie g

Le facteur d'anisotropie est aussi connu dans la littérature [39] pour avoir une valeur environ égale à 0,9.

2.3.1.4 Indice de réfraction η

Comme pour le facteur d'anisotropie, l'indice de réfraction est considéré constant et ayant une valeur de 1,4, soit légèrement supérieur à celui de l'eau, mais inférieur à celui des lipides.

2.3.1.5 Paramètres de la simulation

Pour notre étude, nous allons examiner la distribution de la réflectance en fonction de la distance du faisceau et de l'oxygénation de l'hémoglobine. Afin de pouvoir comparer l'effet de l'oxygénation sur le signal réfléchi sur la surface de notre échantillon, quatre valeurs de saturation d'oxygène sont utilisées : 90 %, 70 %, 50% et 30 %. Nous fixons arbitrairement un degré de liberté, la concentration totale d'hémoglobine, à 1 mMol, ce qui permet d'utiliser le système d'équations (1.1) avec seulement deux équations. Ceci est nécessaire puisque le prototype n'offre que des mesures à deux longueurs d'ondes. En guise de rappel, les longueurs d'onde que nous utilisons sont 840 nm et 940 nm. Les

valeurs utilisées dans les simulations du pouce sont regroupées dans le tableau 2.3 et le tableau 2.4.

Tableau 2.3 - Paramètres de simulation

Nombre de couches	1
Indice de réfraction	1.4
Facteur d'anisotropie (g)	0.9
Epaisseur de la couche (d)	1 cm

Tableau 2.4 - Coefficient d'absorption de l'hémoglobine pour différents degrés de saturation d'oxygène

SO ₂	90%	70%	50%	30%
Coefficient d'absorption (cm ⁻¹)	840 nm			
μ_{aHb}	0.5752	0.2953	0.4581	0.6000
μ_{aHbO2}	0.9566	0.6889	0.4582	0.2571
μ_a	1.5318	0.9842	0.9163	0.8571
	940 nm			
μ_{aHb}	0.1261	0.3338	0.4976	0.6302
μ_{aHbO2}	1.1354	0.7789	0.4975	0.2700
μ_a	1.2615	1.1227	0.9951	0.9002

*SO₂ : Saturation d'oxygène

2.3.2 Utilisation des tissus de l'avant-bras comme milieu de propagation

Dans notre modèle de l'avant-bras, nous considérons la peau ainsi que le tissu qui transporte l'oxygène. La peau est divisée en 3 couches : l'épiderme, le derme et une couche sous-cutanée qui est constituée de graisse.

2.3.2.1 L'épiderme et le derme

L'épiderme a une épaisseur moyenne de 0,03 mm à 0,13 mm alors que la couche du derme est de 1,1 mm. Afin de simplifier le modèle, nous regroupons ces deux couches

en une seule structure puisque l'épaisseur de l'épiderme est très faible par rapport à celle du derme et peut être considérée négligeable.

D'après les données trouvées dans la littérature [37], les coefficients d'absorption et de diffusion de cette couche pour une peau caucasienne (blanche) est de :

Pour 840 nm :

$$\mu_a = 0,01236 \text{ mm}^{-1}$$

$$\mu_s = 1,781 \text{ mm}^{-1}$$

Pour 940 nm :

$$\mu_a = 0,019 \text{ mm}^{-1}$$

$$\mu_s = 1,568 \text{ mm}^{-1}$$

2.3.2.2 La couche sous-cutanée

La troisième couche qui constitue la peau est une couche sous-cutanée d'épaisseur moyenne de 1.2 mm. Cette couche est constituée essentiellement de graisse et elle a les caractéristiques suivantes pour une peau caucasienne :

Pour 840 nm :

$$\mu_a = 0,00862 \text{ mm}^{-1}$$

$$\mu_s = 1,116 \text{ mm}^{-1}$$

Pour 940 nm :

$$\mu_a = 0,0168 \text{ mm}^{-1}$$

$$\mu_s = 1,086 \text{ mm}^{-1}$$

2.3.3 Simulation de l'utilisation de la tête comme milieu de propagation

Afin de prospecter sur la puissance nécessaire et la sensibilité des capteurs requis pour réaliser la mesure de l'oxymétrie au niveau du cortex cérébral, nous devons réaliser des simulations les plus réalistes possibles. Le flux sanguin qui fournit l'oxygène aux différentes zones du cerveau est surtout situé au niveau de la surface du cortex. Il faut donc modéliser tous les matériaux entre le milieu extérieur, où seront placés les détecteurs et les sources optiques, et le cortex, où seront mesurées les variations de concentration d'oxygène sanguin. Ce milieu est modélisé par 5 couches. La figure 2.7 est une coupe anatomique d'une partie de la tête. Dans la littérature [19][37][38][40], les paramètres que nous utiliserons sont bien définis et sont regroupés dans le tableau 2.5.

Tableau 2.5 - Paramètres de simulation du modèle optique du crâne

Tissu	Épaisseur* (mm)	μ_s (mm ⁻¹)		μ_a (mm ⁻¹)		g	
		840 nm	940 nm	840 nm	940 nm	840 nm	940 nm
Scalp	7	0.8	0.8	0.015	0.015	0.9	0.9
Crâne	7	27	25	0.028	0.049	0.94	0.94
LCR**	4	0.01	0.01	0.0004	0.0004	0.9	0.9
Substance grise	3	8	8	0.03	0.04	0.9	0.9
Substance blanche	12	50	50	0.1	0.1	0.87	0.87

* pour la région occipitale et pour un adulte

** LCR : Liquide céphalo-rachidien

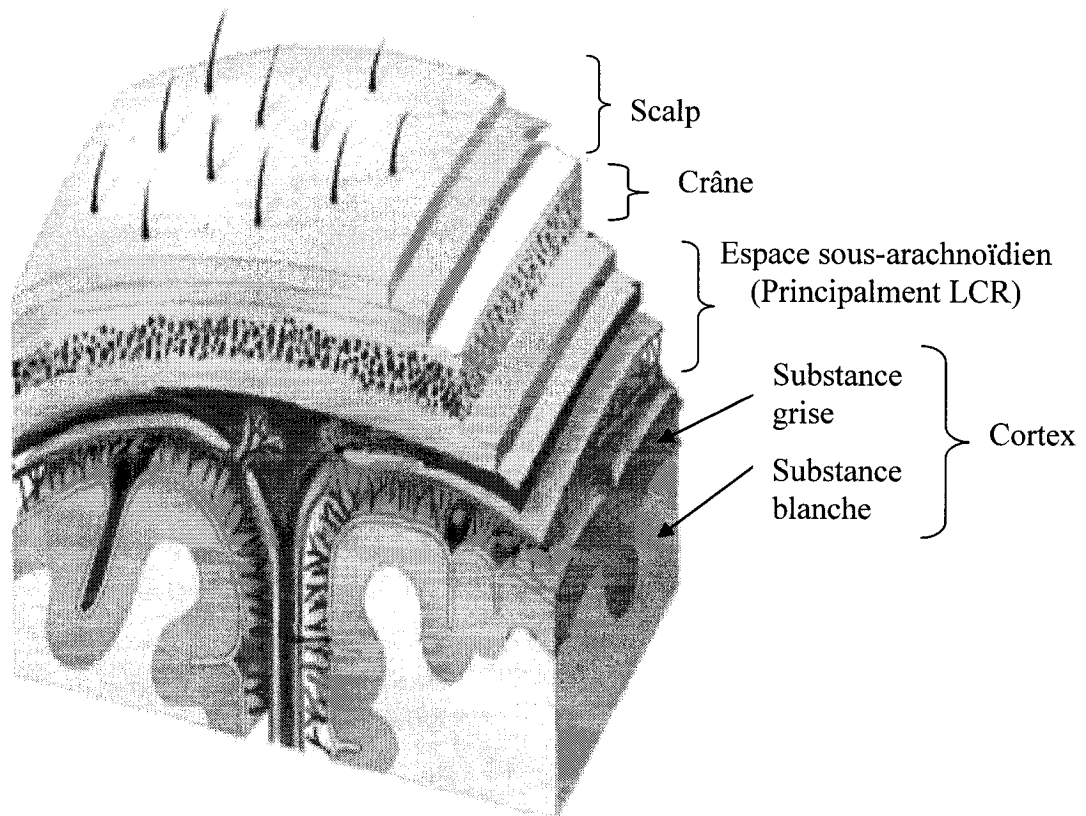


Figure 2.7 - Coupe anatomique d'une partie de la tête

2.3.4 Logiciel utilisé

Le logiciel utilisé pour la simulation de Monte Carlo est le MCML (Monte Carlo modeling of light transport in Multi-layered tissues) [14] et il est en accès public à l'adresse Internet suivante : <http://oilab.tamu.edu/mc.html>.

Afin de simuler une application, il faut créer un fichier d'entrée qui contient toutes les informations de notre modèle, dont les valeurs des coefficients d'absorption, de diffusion et d'anisotropie énumérées précédemment. À titre d'exemple, nous

fournissons le fichier suivant, qui fait partie de la distribution standard du logiciel MCML.

```
####
# Template of input files for Monte Carlo simulation (mcml).
# Anything in a line after "#" is ignored as comments.
# Space lines are also ignored.
# Lengths are in cm, mua and mus are in 1/cm.
####

1.0                                # file version
1                                # number of runs

### Specify data for run 1
templ.mco  A                      # output filename, ASCII/Binary
10                                                # No. of photons
20E-4 20E-4                          # dz, dr
10      20      30                    # No. of dz, dr & da.

2                                # No. of layers
# n      mua      mus      g      d      # One line for each layer
1.0                                # n for medium above.
1.3      20      200      0.70      0.01      # layer 1
1.4      10      200      0.90      1.0E+8      # layer 2
1.0                                # n for medium below.
```

Le logiciel MCML a été conçu de telle manière à ce que la simulation se fasse en deux phases : une première phase qui calcule la réponse impulsionnelle optique du système multicouche, et une seconde phase au cours de laquelle une convolution est réalisée entre la réponse de la source de rayonnement réellement utilisée et la réponse impulsionnelle calculée à la première phase.

Dans notre cas, la source que nous utilisons est une source non focalisée (dispersion gaussienne) avec une puissance de 80 à 130 mW/sr et un angle d'ouverture de $\pm 10^\circ$.

2.3.5 Résultats obtenus

2.3.5.1 Fiabilité du système

Afin de vérifier que notre système (circuit électronique et méthode d'acquisition) est fiable, nous avons mené une étude de reproductibilité. Dans tous les cas que nous allons présenter, l'émetteur et le récepteur sont placés à une même position pour chaque acquisition. Entre les acquisitions, le système complet est débranché. Quant à l'évaluation des coefficients de corrélation, elle se fait sur le spectre de Fourier du signal qui est calculé sur 1024 échantillons.

2.3.5.2 Transmission dans l'air

Les résultats sont présentés sous forme de tableau de corrélation dans lequel les coefficients de corrélation R^2 sont calculés pour chaque couple d'acquisition, identifiés par R_i . Le récepteur et l'émetteur étaient placés face à face séparés par une distance d'un mètre.

Tableau 2.6 - Coefficients de corrélation des résultats expérimentaux recueillis avec le prototype de validation du principe pour la transmission dans l'air

R^2_{ij}	R_1	R_2	R_3	R_4
R_1	1	0,9974	0,9969	0,9972
R_2		1	0,9997	0,9982
R_3			1	0,9979
R_4				1

Dans ce cas, le milieu est considéré constant donc les différences entre les acquisitions ne peuvent venir que du système. Les résultats du tableau 2.6 montrent une grande

fiabilité au niveau de la reproductibilité des mesures puisque les coefficients sont tous supérieurs à 0.99.

2.3.5.3 Transmission à travers le pouce

Les données sont obtenues de la même manière que pour le paragraphe précédent, seul le milieu dans lequel est transmis le signal change puisque le pouce est utilisé comme obstacle.

Tableau 2.7 - Coefficients de corrélation des résultats expérimentaux recueillis avec le prototype de validation du principe pour la transmission à travers le pouce

R^2_{xy}	R_5	R_6	R_7	R_8
R_5	1	0,9930	0,8674	0,9738
R_6		1	0,8772	0,9919
R_7			1	0,8723
R_8				1

Dans ce second cas, le milieu qui est représenté par le doigt n'est pas considéré comme réellement constant. Cependant, les coefficients que nous calculons font ressortir une certaine performance du système. En effet, toutes les valeurs du tableau 2.7 sont situées au-dessus de 0,86.

2.3.5.4 Réflexion sur la surface du pouce

Dans ce dernier cas, l'émetteur et le récepteur sont situés l'un à côté de l'autre et sont dirigés vers la surface du pouce comme illustré à la figure 2.8. Le signal que le récepteur reçoit est donc le signal qui est réfléchi par la surface du doigt.

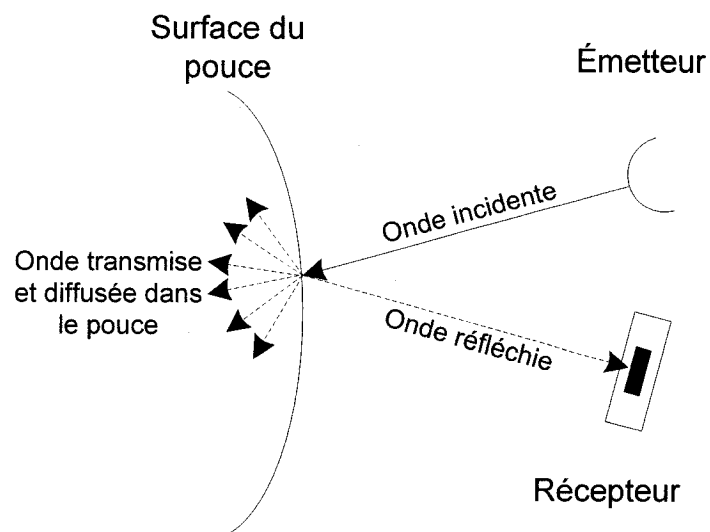


Figure 2.8 – Illustration de la prise de mesure de la réflexion sur la surface du pouce.

Pour l'étude du signal de réflexion sur le pouce, le système est toujours très fiable, comme le montrent les résultats du tableau 2.8 ($R^2 > 0,99$).

Tableau 2.8 - Coefficients de corrélation des résultats expérimentaux recueillis avec le prototype de validation du principe pour la réflexion à la surface du pouce

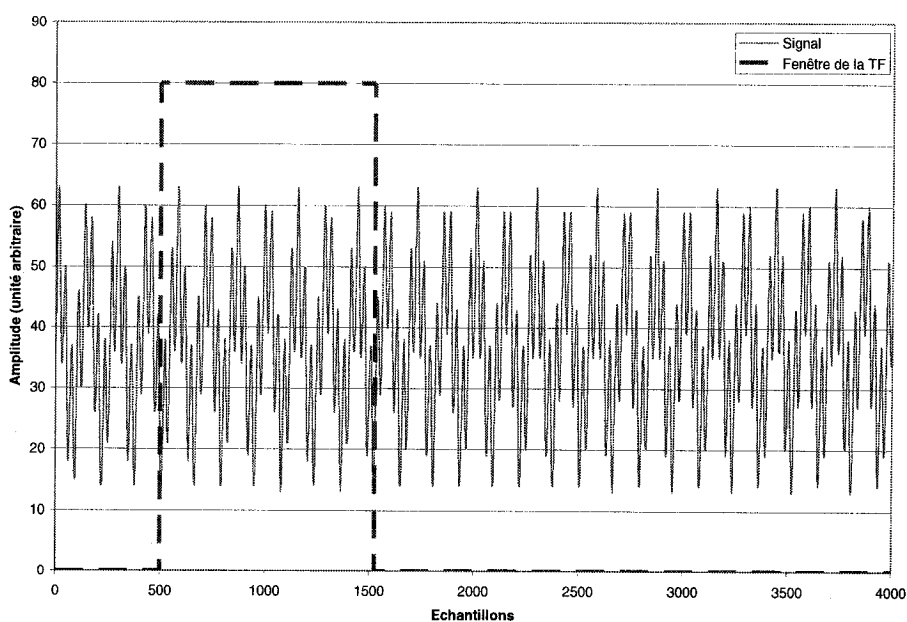
R^2_{xy}	R_9	R_{10}	R_{11}	R_{12}
R_9	1	0,9989	0,9952	0,9991
R_{10}		1	0,9932	0,9976
R_{11}			1	0,9977
R_{12}				1

2.3.5.5 Réoxygénation du doigt

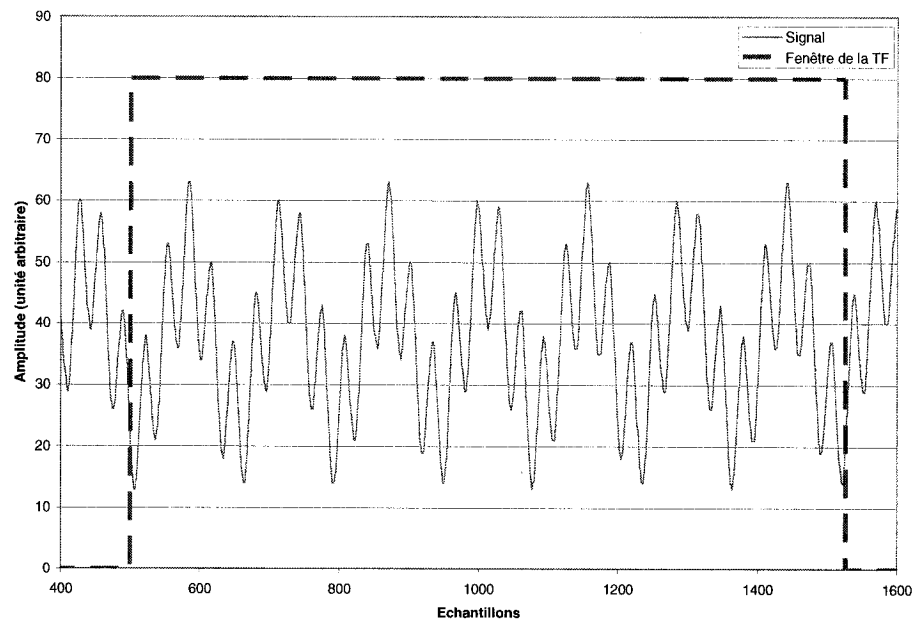
Pour mesurer expérimentalement le taux d'oxygène dans le sang, nous utilisons la saturation d'oxygène que nous avons défini à la section 2.3.1. Pour mesurer une variation de saturation d'oxygène expérimentalement, nous avons bloqué l'arrivée du

sang vers le pouce jusqu'à ce qu'il ne soit plus oxygéné (ou presque...) avec un garrot en plastique. Ensuite, le garrot est coupé subitement et nous effectuons les mesures. L'émetteur et le récepteur sont placés côte à côte et dirigés vers le doigt. Le signal est enregistré en continu et traité par la suite. Pour chaque acquisition, le signal est découpé en fenêtres de 1024 échantillons (figure 2.9) sur lesquels sont calculées les transformées de Fourier (figure 2.10).

À partir des transformées de Fourier, un algorithme implémenté sous Matlab détecte les deux pics principaux (sans considérer la composante continue) : celui pour la source de 840 nm et l'autre pour celle de 940 nm.



(a)



(b)

Figure 2.9 – Exemple d'un signal reçu du pouce : (a) signal brut et (b) agrandissement d'une partie de ce signal, tous deux montrant la fenêtre de calcul de la TF.

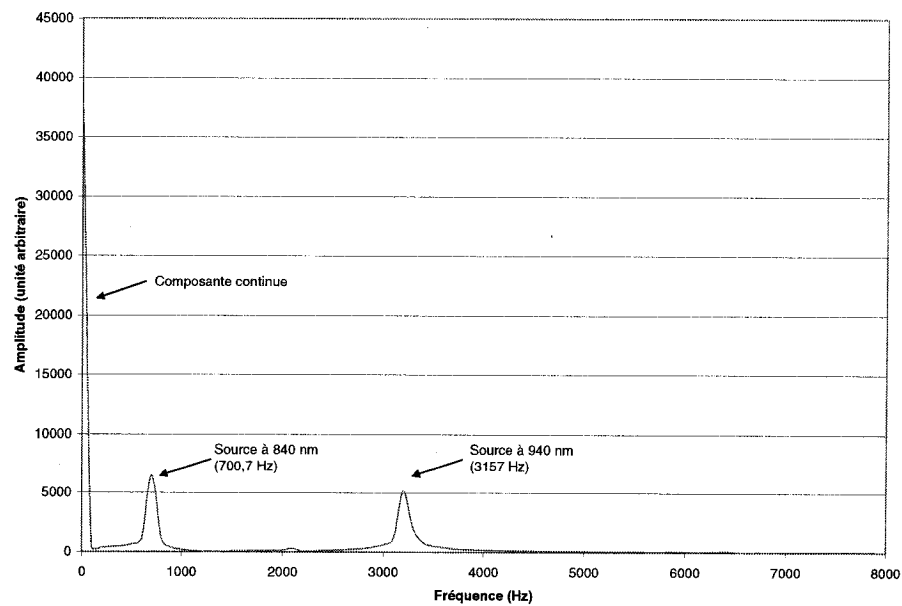


Figure 2.10 - Spectre de Fourier du signal présenté à la figure 2.9

Dans le cas de la réoxygénation, nous obtenons les résultats expérimentaux et ceux par simulation qui sont tous deux présentés sur la figure 2.11.

Avant de retirer le garrot, le sang qui est présent à l'extrémité du pouce est essentiellement composé de Hb, c'est à dire de sang sans oxygène. Au moment où le garrot est retiré, le sang oxygéné composé de HbO_2 afflue rapidement dans l'extrémité du pouce. C'est ce que l'on retrouve sur les courbes pour les signaux émis pour les longueurs d'onde de 840 nm et 940 nm. Le coefficient d'absorption du HbO_2 est plus élevé que celui du Hb donc lorsque la concentration de HbO_2 augmente rapidement, l'absorption du signal pour les deux longueurs d'onde est augmentée aussi donc le signal réfléchi diminue.

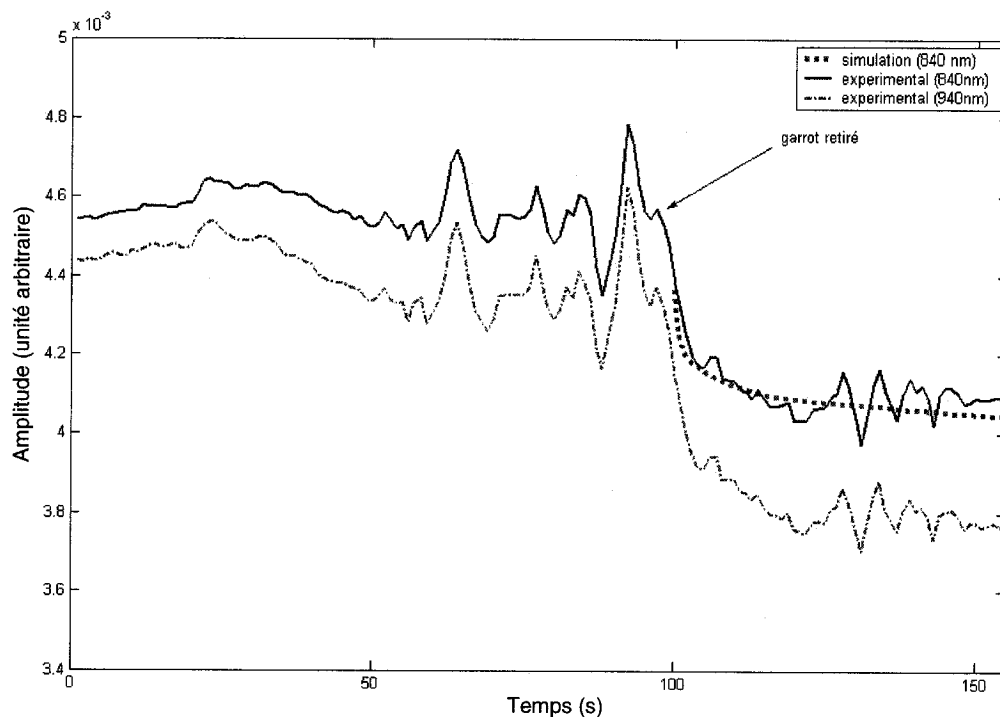


Figure 2.11 - Réoxygénation du pouce

La simulation que nous avons réalisée prend en compte ce phénomène. En effet, lorsque le doigt n'est plus oxygéné, la saturation d'oxygène est très faible (environ 10 %) alors que dans le cas inverse, la saturation d'oxygène est élevée (environ 90 %). Nous nous sommes basés sur ce principe pour les simulations. Les coefficients d'absorption du tissu pour une saturation d'oxygène située entre 10 % et 90 % sont calculés et sont utilisés pour la simulation avec la méthode de Monté Carlo. Les simulations donnent la réflectance à une distance d de l'émetteur. Cependant, dans notre simulation, on ne considère pas la contrainte temporelle qui agit lors du retrait du garrot. En effet, lorsque le garrot est retiré, le flux sanguin est très élevé au début puis il diminue pour atteindre un équilibre, ce profil peut être représenté par une exponentielle décroissante. À partir des données de la simulation qui donne un profil linéaire (en fonction de la saturation d'oxygène, voir l'équation (1.5)), une transformation en échelle logarithmique est effectuée et les résultats sont superposés aux données expérimentales pour la longueur d'onde de 840 nm (figure 2.11).

Le modèle utilisé pour la simulation semble fiable dans cette application. Il faut toutefois signaler que les résultats de la simulation ne permettent pas de donner la composition absolue, mais seulement le profil de variation.

2.3.5.6 Réflectance diffuse de l'avant-bras

Le but de cette seconde application est de comparer la distribution de l'énergie réfléchie par diffusion en fonction de la distance de la source, par expérimentation et par

simulation. Cela permettra de déterminer les limites du prototype que nous avons proposons.

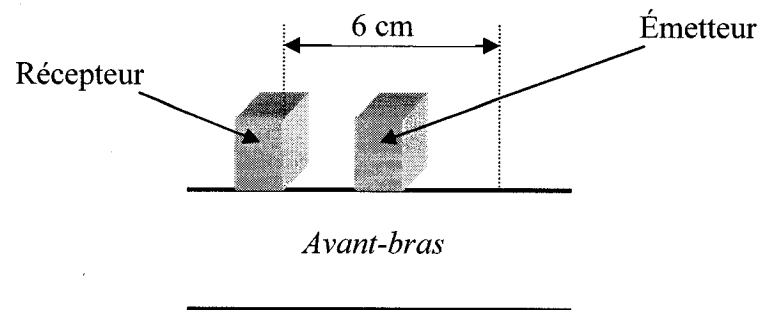


Figure 2.12 - Prise de mesures sur l'avant-bras

Le montage expérimental est illustré par le dessin de la figure 2.12. Le récepteur est fixe et l'émetteur se déplace jusqu'à une distance de 6 cm. Ce mouvement de translation est effectué manuellement de façon la plus linéaire possible.

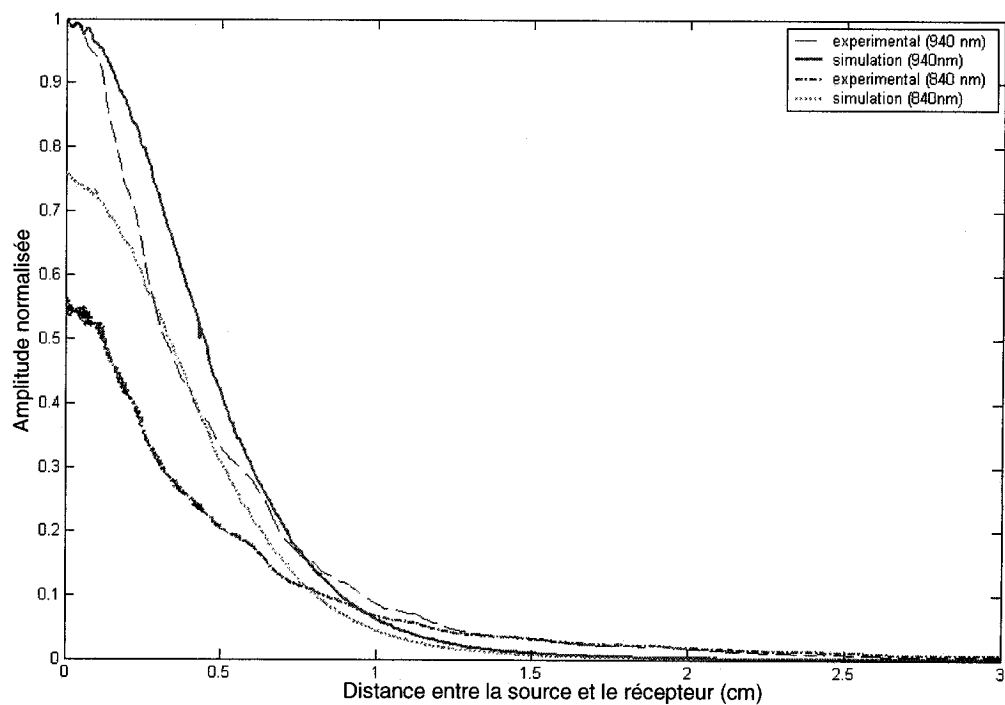


Figure 2.13 - Réflectance diffuse simulée et expérimentale sur l'avant-bras

L'acquisition des données brutes se fait toujours en continu et elles sont traitées par la suite. Le même post-traitement que celui décrit précédemment est réalisé. Les résultats expérimentaux et par simulation du modèle de l'avant-bras sont représentés sur la figure 2.13. Les courbes sont normalisées par rapport à la plus grande valeur expérimentale et par simulation. Les résultats sont affichés entre 0 et 3 cm.

Pour la simulation, nous considérons que la saturation d'oxygène est de 90 % et cela se retrouve sur les courbes. En effet, l'absorption est plus grande pour la petite longueur d'onde pour 90 % de saturation d'oxygène. Les données expérimentales se comportent de la même manière, même si le signal de la première longueur d'onde est plus faible que pour celui de la simulation.

2.3.6 Perspective de l'oxymétrie corticale

Dans la perspective que le système que nous avons conçu soit utilisable pour faire de l'oxymétrie corticale, la simulation peut nous permettre de déterminer les puissances à utiliser. Le modèle de la tête décrit dans ce chapitre est simulé afin de calculer l'absorption et la fluence en fonction de la profondeur (figure 2.14). Mentionnons que la fluence est la quantité de particules passant à travers une surface. Dans le cas qui nous occupe, les particules sont des photons et l'unité de la fluence est donc le joule par centimètre carré.

Les résultats montrent clairement que l'absorption due à la couche du crâne est dominante puisque le signal optique y est réduit de 91 %. Si l'on veut mesurer une

variation d'oxygène dans la substance grise, il faut que le signal soit assez intense pour être mesuré après une atténuation de plus de 99 %. En effet, les photons émis par la source doivent atteindre la substance grise (atténuation de 91 %) et ensuite, ils doivent revenir par un trajet similaire (atténuation de 91%) pour être capté par le récepteur placé sur la surface du crâne.

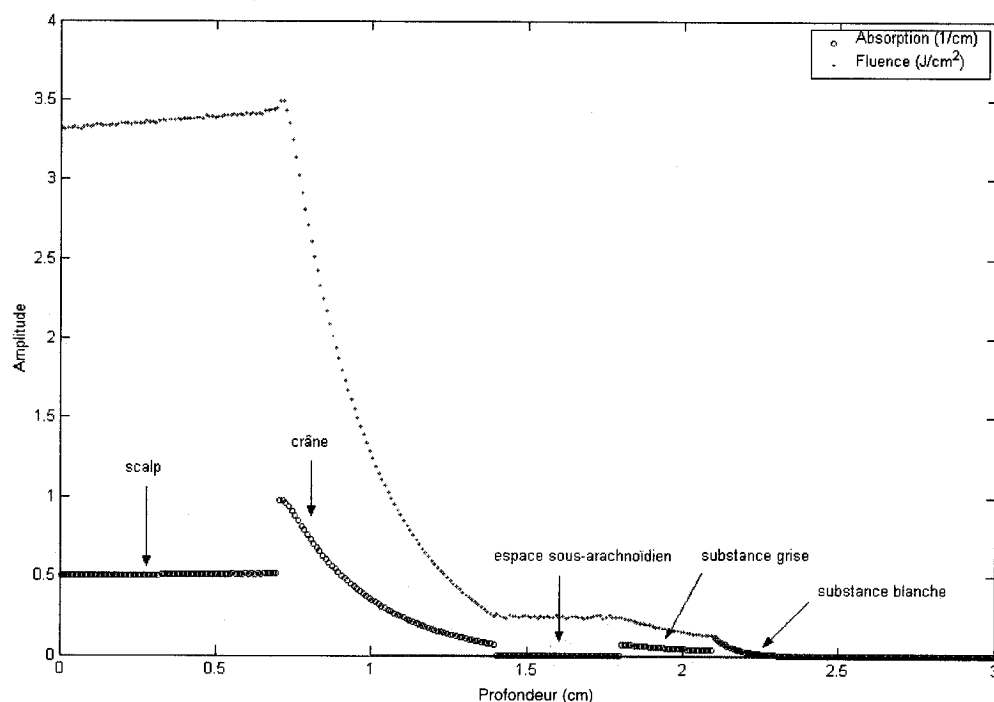


Figure 2.14 - Absorption et fluence en fonction de la profondeur pour l'oxymétrie corticale

Kurth and Thayer [40] ont déterminé que la distance entre la source et le récepteur pour faire de l'oxymétrie corticale est d'environ 3,5 à 4,5 cm. Cette distance est une estimation de la position à laquelle les photons, qui ont atteint le cortex, ressortent à la surface du crâne. Lors de la simulation, le signal à mesurer est très faible si on positionne le récepteur à une distance de 4 cm (figure 2.15). La courbe qui est normalisée par rapport au signal à 0 cm (donc 100 % du signal) montre qu'il est possible

de mesurer seulement 0,3 % du signal de la source, et cela dans des conditions idéales dans lesquelles le récepteur est en mesure d'intercepter et de convertir 100 % des photons qui ressortent à 4 cm de la source. Ces résultats sont très importants pour le dimensionnement des sources et aussi des récepteurs.

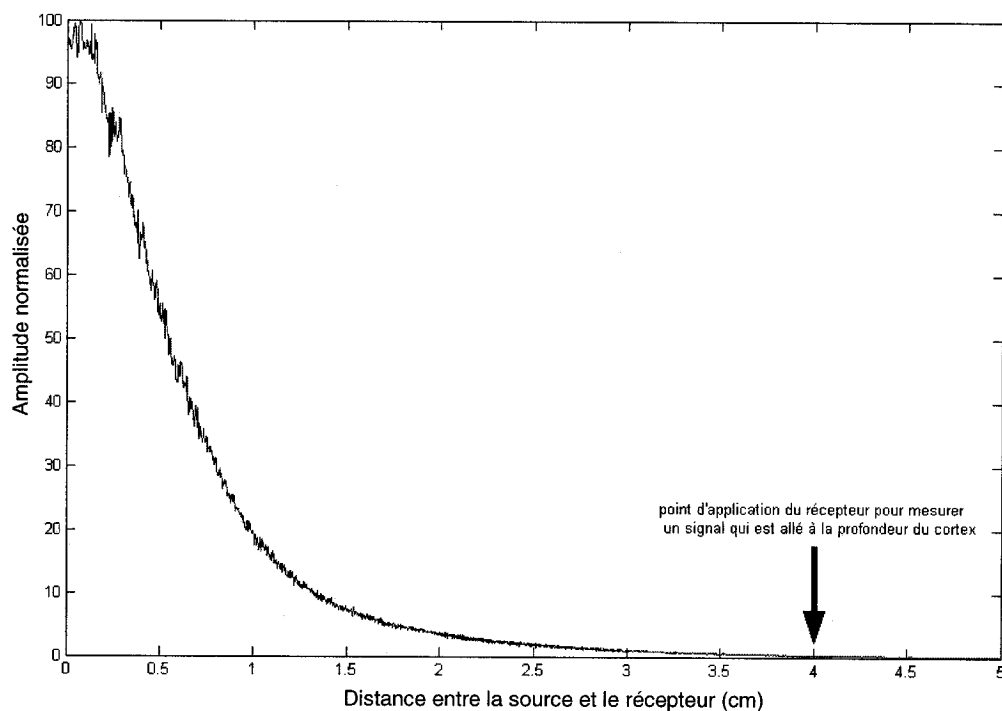


Figure 2.15 - Simulation du signal à la surface du cuir chevelu en fonction de la distance de la source

2.4 Conclusion

Ce chapitre décrivait l'étude technique préliminaire ouvrant la voie à la conception du module de réception du système d'imagerie optique à infrarouges. Les contraintes techniques et de sécurité ont été clarifiées à l'aide de simulations, d'analyses et d'expérimentations avec un prototype simplifié. Un modèle optique des tissus à

traverser a été développé et a permis, en combinaison avec les résultats tirés du prototype, de recueillir les données nécessaires aux fins de dimensionnement des différents modules du système optoélectronique à concevoir, plus particulièrement le module de réception intégré sur puce de silicium.

CHAPITRE 3

ARTICLE : “A NEW INTEGRATED FRONT-END FOR A NON-INVASIVE BRAIN IMAGING SYSTEM BASED ON NEAR-INFRARED SPECTROREFLECTOMETRY”, PUBLIÉ DANS LE JOURNAL “IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS I : REGULAR PAPERS”

3.1 Introduction

Ce chapitre est composé d'un article dont la rédaction s'est échelonnée sur une période englobant presque tous les travaux de recherche entrepris dans le cadre de cette maîtrise. Cet article présente une revue de littérature relatant l'état de l'art dans le domaine de l'imagerie optique. Ensuite, les processus de modélisation et de conception des différents modules de la puce dédiée à la réception et au prétraitement des signaux infrarouges sont détaillés. Enfin, les résultats de simulation post-implémentation et expérimentaux sont présentés et discutés.

Les détails de conception n'ayant pu être traités dans l'article font l'objet du chapitre 4.

3.2 Reproduction intégrale de l'article publié

ABSTRACT

In this paper, we present a fully integrated front-end of a portable spectrophotometry-based brain imaging system dedicated for acquisition of modulated optical signals at a frequency of 1 Hz to 25 kHz. The proposed front-end preamplifier is composed of a

photodetector, a transimpedance preamplifier, a two-stage voltage amplifier and a mixer. Strict constraints regarding noise thus have to be considered. The preamplifier consists of a transimpedance block featuring a $95 \text{ dB}\Omega$ gain and an average input current noise density at the frequency of interest of approximately $3 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$. Each of the two subsequent voltage amplifiers allows the user to obtain an additional 25 dB gain. Considering the tuning capabilities and the losses due to the filters and the non-ideal buffers, the proposed front-end allows us to obtain a total gain up to 145 dB. The back-end of the amplification chain is composed of a mixer which is used to produce a continuous voltage proportional to the amplitude of the input optical signals. All those features were integrated using CMOS $0.18 \text{ }\mu\text{m}$ technology and the experimental results are in agreement with the initial design requirements.

Keywords - Photodiode, transimpedance amplifier, optical receiver, CMOS, spectrophotometry, brain imaging.

I. INTRODUCTION

Medical imaging is a wide and diversified field of study. It is now mainly used in medicine to help in the comprehension of the human body and to diagnose pathologies without the need of surgery or before attempting such an intervention. It helps to “see” different structures and physiological phenomena’s inside the human body. Among the most popular techniques, there are the X-rays, the magnetic resonance imaging (MRI)

and the different types of scanners (CT, PET, etc.). In addition, it is important for psychophysicists, neuropsychologists and physicians to monitor, in real-time, the brain activity of a patient. This information is useful in diagnosing cerebral damage or pathologies. With the actual development of microelectronics and optoelectronics, many researchers try to do this task by using optical imaging techniques, especially in the last decade, during which enthusiasm seems to have grown in the scientific community. Various solutions have been proposed. In the following, a short history of optical imaging is given to show the evolution in this field from the beginning to today's state-of-the-art techniques.

In 1895, the discovery of X-rays by Roentgen [1] initiated the field of medical imaging. At the end of the 19th century, it was now possible to observe biological structures by trans-illuminating, or irradiating, different parts of the body with a relatively large dose of X-ray exposure. The overwhelming results obtained with this new technique put shadow on traditional optical imaging because of their low resolution caused by the very strong scattering of visible light by biological tissues. The limitations of optical imaging for *structural* mapping have discouraged serious research in this field until early 1940's when Millikan [2] developed the first in-vivo oxygen saturation monitor for pilots during World War II. This initiated a new class of devices intended for *functional* imaging. After the war, it took more than 30 years before Jöbsis first used near infrared light to successfully monitor oxygenation in a living cat brain in 1977 [3]. At this time, functional near-infrared imaging revealed the potential of the optical approach. A decade later, the first clinical measurements were made using an instrument developed

by Ferrari et al [4] and another by Brazy et al [5] which could track relative changes of oxygen concentration changes in blood.

After these pioneers, numerous other research groups and companies, which will not be listed here, developed their own improvements to the technique. Progress in optoelectronics, mainly for detectors, allowed better precision in measurements, namely concerning SNR and sensitivity. It is important to mention here the tremendous contribution of Britton Chance and his research group to this field since the beginning in the 1970's. He is still very active providing new solutions and experimental results to the scientific community [6]. Today, very powerful instruments exist such as the MONSTIR [7], of the Biomedical Research Laboratory, based in United Kingdom, which uses a 32-channel time-resolved near infrared imager to make absolute measurements of hemoglobin oxygen concentration in neonatal human brain. Another 32-channel instrument which relies on continuous wave light sources has been used successfully by the Photon Migration Imaging Laboratory [8]. Also, many companies such as ART Canada, Hamamatsu, NIRSOptix, Philips, Siemens and Somanetics offer a complete line of frequency-domain optical imaging systems for bedside use. Even if they possess the very noble and desirable characteristic of being non-invasive, the major limitation of all existing devices is their lack of portability. They are all bulky or too heavy for long term measurements on a patient doing everyday tasks.

Our application aims to do a real-time report of the brain activity. In other words, the goal is to do a *functional* imaging of the brain, as opposed to get a physical

representation or *topology* of it. One way to retrieve such information from the cerebral cortex is to use the near infrared spectroreflectometry technique. It is based on the measurement of the variation of optical parameters within the brain, such as absorption, diffusion and propagation delay. Previous work has been done on this subject with success [9]. Although the results are very promising for bedside use, there is some difficulty adapting these techniques for portable applications needed for long-term observation or for monitoring the brain during activities involving free movement. Another technique, the functional magnetic resonance imaging (fMRI), is commonly used to do functional brain imaging [10][11] and to validate data acquired with other techniques such as optical imaging [12], but the required equipment is in no way that can be miniaturized in order to obtain a portable device. Another issue with this technique is that it can not be considered real-time due to the relatively long image acquisition, processing and reconstruction time.

The objective of our work is to develop a fully wearable device that can measure, amplify, record and send data wirelessly in real time, and causing only minimal or no encumbrance to the patient. Obviously, tradeoffs had to be made to reach our objectives. The most important tradeoff is the use of continuous wave light source, which implies only relative oxygenation measurements [13]. We agreed to sacrifice absolute data because we found irrelevant to have absolute concentration values as we want to use the device for long-term observation. In this kind of situation, relative measurements will give us information about the general trend of oxygen concentration over time, which is exactly what we want.

In this paper, we present the design and results of a new fully integrated front-end for a portable near-infrared continuous-wave spectroreflectometry-based imaging system. We will describe the design and CMOS implementation of the proposed system. Post-layout simulation results, experimental results and a discussion will follow.

II. THE INTEGRATED FRONT-END

The proposed system is integrated on a small number of CMOS chips because it must not disturb the person under observation by its weight, its connections or its power dissipation. A predetermined number of emitters and receivers, two distinct chips, are placed non-invasively on the surface of the scalp of the subject. The proposed front-end involves modulated optical signals up to 50 kHz in the near infrared (NIR) region (735–850 nm). A block diagram of the complete front-end receiver chip is illustrated in figure 3.1.

Figure 3.1.

The first module is the photodetector, a photodiode. The second module is a low-noise transimpedance amplifier. This amplifier converts the current generated by the photodetector into voltage signal strong enough to be handled by subsequent amplifier stages, thus minimizing noise. The third module is a two-stage fully differential voltage amplifier. This module is used to amplify further the voltage signal towards the millivolts range to make it available for external use. The last module is a fully differential analog mixer used for demodulation of the signal.

A. Photodiode

Photonic-electronic conversion is made using a silicon photodetector. For good detector dimensioning, the optical power involved in this application has been carefully evaluated by simulation using the MCML software [14], a frequently used application for modeling electromagnetic wave propagation in living tissue. The model used is composed of the five principal light absorbing and diffusing layers of tissue: scalp, skull, CSF, gray matter and white matter. Typical values of the optical parameters of the various layers needed by the simulator, such as refraction index (η), absorption coefficient (μ_a), diffusion coefficient (μ_s) and anisotropy coefficient (g), were taken from literature [15][16][17][18][19]. Figure 3.2 illustrates the model and parameters used for simulation.

Figure 3.2.

The results of these simulations indicated that reflectance, i.e. the light retro-diffused towards the outside of cranium after having penetrated it, is $4.12 \times 10^{-4} \text{ cm}^{-2}$ at a distance of 3.5 cm of the light source on the surface of the skull, as showed on figure 3.3. It is at this distance that measurements must be taken to obtain a good reading at the depth of the cerebral cortex [3]. It is thus necessary to take into account this strong optical attenuation for the realization of the receiver.

Figure 3.3.

As the process used is TSMC CMOS 0.18 μm , there are few techniques available for the realization of a photodiode. The choices are: using the junctions between the diffusions and the substrate, between the ion implantations and the substrate or between the ion implantations and the diffusions. Since the wavelengths to be collected are in the NIR band and the layers in this technology are very thin, it is of primary importance to choose the deeper junction available so that the absorbed photons generate electron-hole pairs in the depletion region of the diode. Indeed, at these wavelengths, the length of absorption in silicon is in the order of several microns (10 - 20 μm). Thus, the chosen junction is the one between the substrate and a deep n-well diffusion. In order to determine the dimensions of the diode, photon generated current must be evaluated by the following equation [20]:

$$I_{ph} = \frac{qP_{abs}}{h\nu} = q \frac{\lambda P_{abs}}{hc} = qA \frac{\lambda p_{disp}}{hc} \quad (3.1)$$

where q is the electron charge, P_{abs} is the total optical power absorbed by the detector, A is the detector area, p_{disp} is the power density available to the detector, ν is the light frequency, λ is the absorbed wavelength, h is the Planck constant and c is the light speed.

The light source used in our application emits an optical power of 10 mW. According to international security standards, this value is far below the maximum permissible exposure [21]. At the detection point, the received power is 4.12 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ taking into account reflectance given before. Using equation (1) and the one giving the leakage

current in a reverse-biased diode, one obtains that a detector area of about 0.5 mm^2 is necessary in order to meet a signal-to-noise of 40 dB needed in this application. Indeed, simulations showed that for the considered wavelengths and this sensor dimensions, the generated photocurrent is in the interval of [11, 14] nA, while the intensity of the leakage current is around 10 pA on the full range of reverse biasing (0 V to 1.8 V). If it is considered that the losses due to the coupling and quantum yield can reduce the generated current by a factor 10, we find a 40 dB ratio between the generated photocurrent and the diode leakage current.

Given the large dimensions (0.7 mm x 0.7 mm) of the photodiode, its surface has been strewn with slits through the n-well in order to create a substrate contact elsewhere than just in periphery of the photodiode. The path that the electron-hole pairs must travel to join the contacts, and thus to contribute to the photocurrent, can be shortened using this technique. In this way, the time of transit of the generated charges is decreased. Moreover, this technique has the advantage of appreciably increasing the surface of the depletion region.

B. Low-Noise Transimpedance Preamplifier

The preamplifier is the first stage of the amplification chain of the signal provided by the photodiode. Its role is to convert this current into voltage by minimizing noise. For testing and comparison purposes, two different topologies were designed for this module. An analog multiplexing system makes it possible to activate either one or the other of the amplifiers. Another block is included in this section that is a high-pass

filtering block. This block eliminates the DC component (ambient light) and adjusts the common mode voltage to a preset value.

Privileged architectures of CMOS optical preamplifiers are adapted from Phang [22][23]. The first topology is a fully differential two-stage voltage operational amplifier. The second topology is a single input, single output current amplifier. However, modifications were made to allow the use of a p-substrate anode photodiode, a constraint of the manufacturing process. The size of the transistors obviously had to be changed to meet the constraints related to scaling (from 0.35 μm to 0.18 μm), noise, gain, bandwidth and power consumption.

1. Fully differential voltage operational amplifier

This is a fixed gain fully differential transimpedance amplifier. The input transistors are of PMOS type to help decrease the input noise. Moreover, their relatively high dimensions ($12 \times 8 \mu\text{m} / 0.5 \mu\text{m}$) make them very good at rejecting $1/f$ noise. A significant improvement has been made compared to Phang's design as we get 3 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ equivalent input-referred noise at 5 kHz compared to at least 13 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$.

The structure of this preamplifier is divided into two stages. The first one is a transconductance stage with gain g_{m1} . The second stage is a transresistance with gain approximately given by its resistance R_1 . The open-loop gain of the complete preamplifier is thus given by:

$$A_v = \frac{v_{out+}}{v_{in-}} \approx g_m R_1 \quad (3.2)$$

As g_{m1} is 1 mS and R_I is 10 k Ω , this gain is approximately 10 V/V. By closing the loop with a resistance R_f , the transimpedance gain of the complete preamplifier is given by :

$$R_m = \frac{v_{out+} - v_{out-}}{i_s} = \frac{A_v}{A_v + 1} R_f \quad (3.3)$$

Since the preamplifier is the first stage of the system, it is very important to obtain a large gain in order to limit the equivalent input noise to the input transimpedance amplifier contribution. Indeed, in a cascaded amplifier configuration, the noise contribution of any stage is divided by the gain of the preceding stage. An A_v gain of 10 V/V is given by equation (3.3). It is required to maximize the value of R_f to obtain the needed transimpedance gain.

In addition, dominant pole for high frequency cut-off is determined by the value of the photodiode junction capacitance (C_D) and the input resistance seen by the detector, which corresponds to R_f :

$$\omega_1 = \frac{1}{R_f C_D} \quad (3.4)$$

According to equations (3.3) and (3.4), the value of R_f must be selected by making a compromise between a high gain and a high cut-off frequency. R_f was maximized to 80 k Ω in order to facilitate its integration. The power consumption of this preamplifier was reduced from 1 mW to 0.3 mW compared to results obtained by Phang. Biasing current was kept relatively high in order to meet good noise performance.

2. Current amplifier

The designed current amplifier inspired from [22], was improved using a cascode topology and a PMOS input. It is a current mirror with a gain ratio of 2:16. The input PMOS transistors were carefully scaled in order to reduce the noise at the frequency of interest to the same level as the voltage amplifier described earlier.

Feedback is made by a PMOS transistor biased in the triode region and dimensioned to obtain a gain comparable to the one of the voltage amplifier topology. This current amplifier topology (figure 3.4) offers a wider bandwidth (500 kHz) than the voltage topology (80 kHz). Low input impedance (for the same gain) of this architecture is the main factor influencing this parameter.

Figure 3.4.

C. High-pass filter and common mode voltage referencing

The circuit of figure 3.5b, originally proposed by [24] for the high-pass filtering and common mode (CM) voltage referencing, has been used between each amplifier stage. It acts as a RC circuit whose time-constant is very high. Indeed, the series capacitor sees a parallel resistance of several megaohms made with two diode-connected transistors. The size of the capacitor could be minimized to 200 fF, thus saving valuable space on silicon. The cut-off frequency is difficult to predict because it is given by the value of the leakage resistance of the diode connected transistors. This involved that the convergence parameters of the simulator had to be carefully adjusted. The equivalent resistance of this circuit is also influenced by process variations and temperature.

However, worst case simulations give high-pass cut-off frequencies of less than 100 Hz in every situation. This is appropriate for this application whose band of interest is around 5 kHz. In this way, it is cutting the unwanted signals resulting from the ambient light. On the other hand, when the output is connected to CMOS transistor gates, the DC voltage can be set at the voltage present on the upper rail, VCM in this case.

D. Post-amplifiers

The front-end circuit includes two post-amplification stages, each one having a nominal voltage gain of 25 dB. An external control allows ± 10 dB gain adjustment. Figure 3.5a illustrates the block diagram of one post-amplification stage. It is composed of two unity gain buffers (UGB), a differential amplifier and two common-mode voltage referencing blocks. Those circuits are illustrated in figure 3.5b through d.

Figure 3.5.

UGBs are used as impedance matching blocks only. Without them, the high output impedance of the common-mode voltage referencing blocks affects the voltage amplifier frequency response in a very bad fashion. The amplification element is a fully differential two-stage operational transconductance amplifier (OTA) adapted from [25]. Internal compensation had to be added because of the resistive nature of feedback. In this case, a 1.2 pF capacitor makes the phase margin vary from 20° (unstable) to more than 90° (very stable). It is important to note that the front-end circuit allows bypassing one of the two post-amplification stages using a network of transmission gates, thus

optionally decreasing the total gain by 15 to 35 dB. This can be used to avoid saturation of the mixer in case of a strong input signal.

E. Analog Mixer

The mixer circuit is used in this system as a demodulator. This fully differential circuit consists of analog translinear multipliers. Adopted architecture is a voltage mode version of the one proposed in [26]. Figure 3.6 shows the mixer schematic.

Figure 3.6.

This mixer makes the four-quadrant analog multiplication of two differential input signals. The first input is fed by the signal coming from the amplification chain. The second input is the modulation signal used by the optical emitter. The obtained continuous voltage is externally filtered and digitized. It contains the information useful for the calculation of the variations of optical parameters on the surface of the cerebral cortex. This demodulation method is known as synchronous detection and is used for bandwidth narrowing and noise rejection [27]. Indeed, with this method, signal is modulated in a frequency band where $1/f$ noise is reduced, and brought back in a relatively quiet baseband while unwanted DC components and $1/f$ noise are shifted to the modulation frequency.

III. POST-LAYOUT AND EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed circuit was completely characterized by simulation and implemented using TSMC 0.18 μm / 1.8 V CMOS technology. Preliminary results, mainly simulations, were published recently [28]. The data presented here are complete simulation and experimental results. Tableau 3.1 presents a comparison between the most important post-layout simulated performances and the manufactured front-end.

Tableau 3.1.

During design, care has been taken to minimize the size of the amplification circuitry to give the maximum area to the photodetector. Indeed, the photodiode covers almost all the unused space on the chip. Connection to an external photodetector or any other current source is still possible, but some limitation of the bandwidth is expected due to the additional capacitance introduced by the input pad.

We tested the manufactured chip for bandwidth, gain and noise. First, the frequency response was measured using a 30 mW, 730 nm, Epitex L4x730/L4x805/L4x850-40Q96-I LED source at a distance of 12 cm of the on-chip photodiode. The source was modulated by a sine wave and swept through the frequency range of 10 mHz to 200 kHz. Also, it is important to note that the second stage of the voltage amplifier was bypassed during all tests. Since no media was placed between the optical source and the detector, this was necessary to avoid saturation of the amplification chain. It appeared that the high frequency cut-off occurs at the simulated value for both current and voltage architectures. This means that impedance modeling of the photodiode was correctly

done. By design, the detector capacitance has an immediate low-pass filtering effect on the signal proportional to the feedback resistance of the transimpedance amplifier. We used the standard square n-well diode model to estimate the junction capacitance. The numerous added slits and the use of the deep n-well – p-substrate junction multiplied the resulting sensor surface by a factor of 3, thus increasing its capacity by the same factor. For this reason we used a 3-times oversized diode model for simulation. Also, the low-frequency cut-off is below what we obtained by simulation. This is not a major issue because our goal was only to cut the DC component of the signal. The difference is though explainable by the fact that the pseudo-resistor of the high-pass filter is formed by two diode-connected transistors which resistance is roughly estimated by the simulator using the minimal transconductance parameter. It appears that the parameter provided by our supplier was not exactly what is really fabricated by the manufacture. Also, as process variations affect the behavior of such a circuit, we verified that worst cases included the results we obtained.

Because it is more convenient and it provides more repeatable results, we used the auxiliary current input of the chip to measure the gain in the flat region instead of an optical signal. We introduced a 50 nA current modulated at 25 Hz and we measured a transimpedance gain of 116 dB Ω for the current-mode amplifier and 113 dB Ω for the voltage-mode amplifier. Complete frequency response curves are illustrated on figure 3.7.

Figure 3.7.

Noise performance has been experimentally evaluated using an iterative process to better locate and minimize the dominant noise sources. Care has been taken for the test bench configuration. Power supply and EMI were found to be the main noise contributors, so proper shielding of critical signals and the use of battery packs as power source were necessary. Input-referred RMS noise values obtained with the optimized test bench are 2.2 nA for the current-mode amplifier and 4.0 nA for the voltage-mode amplifier. As both amplifiers give results very close but slightly above the simulated performances, we can assume that real-life noise performance and measurements of the front-end were correctly optimized and that the small difference is due to residual EMI and high order noise contributions not taken into account in the simulation model. Experimental SNR is 39 dB, or 90 for a 200 nA input. This is less than the expected 40 dB, but it allows a precision of 1.1 % on measured optical parameters, which is enough to properly detect and track oxygenation changes.

The demodulation capabilities of the last block of the integrated front-end, the analog differential mixer, have been tested. Figure 3.8 shows the response of the whole front-end for a 5 kHz, 100 mV local oscillator differential input and 40 nA, 80 nA and 150 nA input current injected by the external sensor pin. As expected for synchronous detection, the output is a frequency doubled sine wave with an offset proportional to the input current. Finally, figure 3.9 is a photograph of the manufactured chip on which experiments were conducted.

Figure 3.8.

Figure 3.9.

IV. CONCLUSIONS

We described an optical front-end composed of a 0.45 mm^2 photodiode, a low-noise transimpedance pre-amplifier, a two-stage voltage amplifier and a mixer. The preamplifier operates at 1.8 V, has a gain of 113-116 dB Ω (bypassed 25 dB Ω stage), and an input-referred noise of $3 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$ @ 5 kHz. Tuning of voltage amplification stages allows a total transimpedance gain of 161 dB Ω . The mixer circuit allows proper demodulation of the amplified signal. Modulation can be used for increased noise immunity or better ambient light rejection. The circuit was optimized to operate from 1 kHz to 25 kHz.

Also, the technology scaling carried out in this circuit is an important contribution for this type of application as low-voltage and low-power characteristics are now premium considerations. These good performances open the way to the design of reduced size electro-optical integrated circuits and low power consumption for portable biomedical applications. In the near future, this device will be used as a building block of a completely non-invasive, wireless, real-time, near-infrared brain imaging system.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors want to acknowledge technical support, development tools and manufacturing services from the Canadian Microelectronics Corporation and financial support from the National Science and Engineering Research Council of Canada.

FIGURES

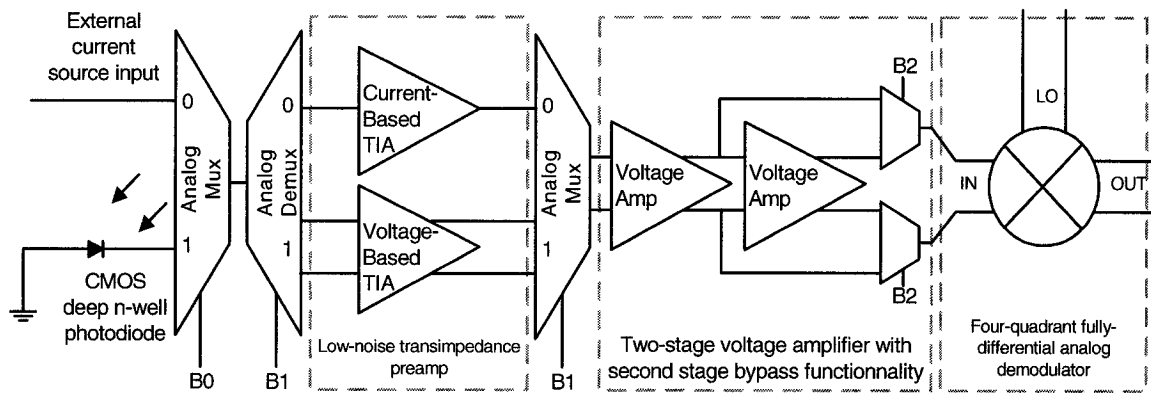
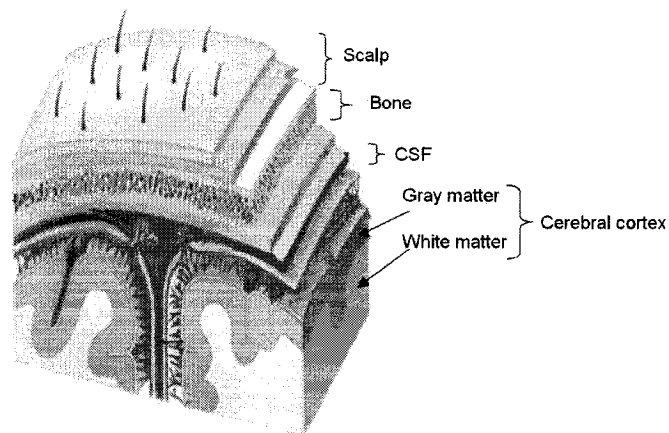


Figure 3.1 - Front-end for infrared brain imaging system.

Layer	Absorption coeff. (μ_a , cm^{-1})	Scattering coeff. (μ_s , cm^{-1})	Anisotropy coeff. (g)	Thickness (cm)
Scalp	0.22	8	0.9	0.3
Skull	0.25	33	0.94	0.7
CSF	0.02	0.1	0.9	0.2
Gray Matter	0.2	75	0.9	0.4
White Matter	0.095	340	0.87	1.9

(a)



(b)

Figure 3.2 - Optical simulation parameters: (a) layer properties and (b) layer model.

Diffuse Reflectance at Skin Surface

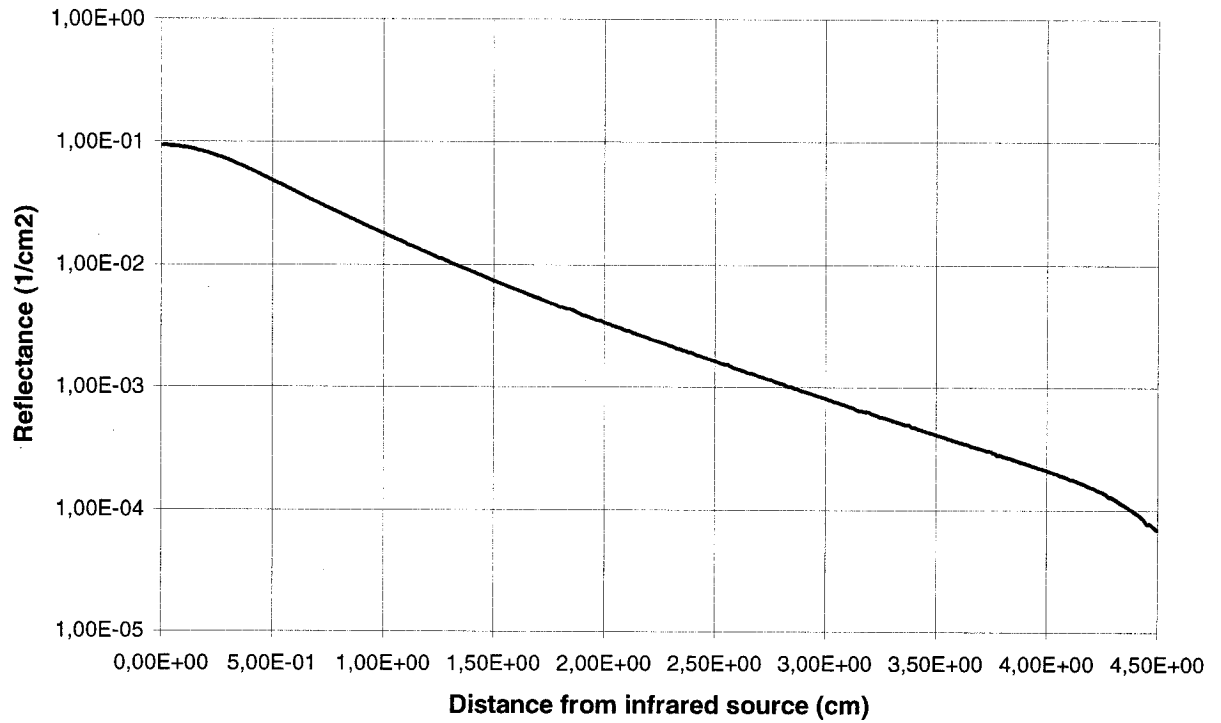


Figure 3.3 - Reflectance at the scalp surface for various source-detector spacing.

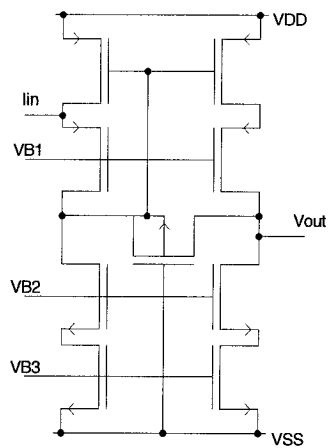


Figure 3.4 - Current-mode transimpedance amplifier circuit.

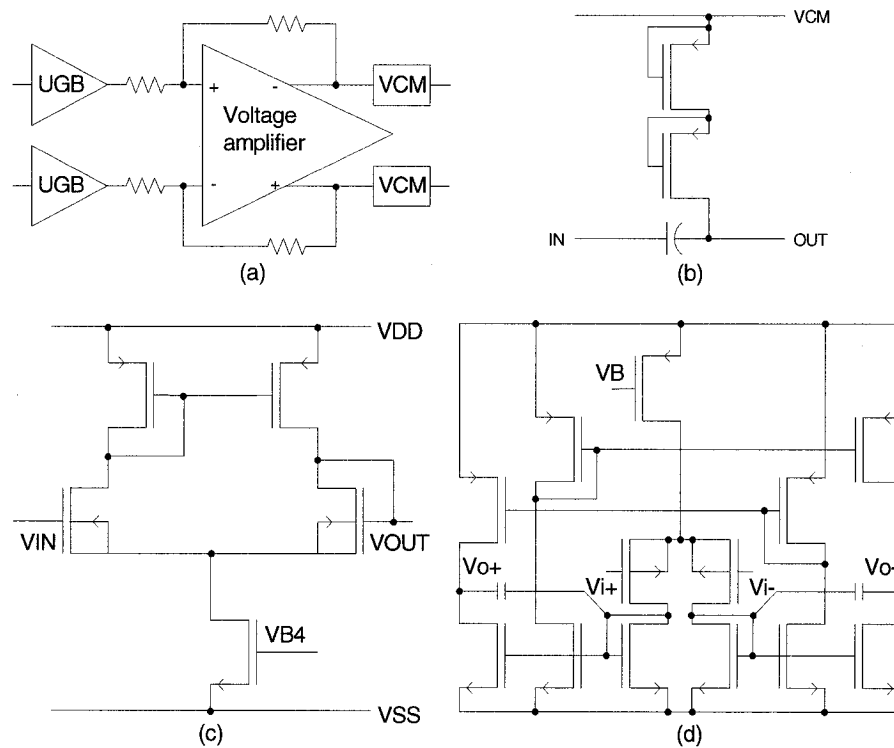


Figure 3.5 - Post-amplification stage: (a) block diagram, (b) common mode voltage referencing and high-pass filtering circuit, (c) unity gain buffer and (d) differential voltage amplifier schematics.

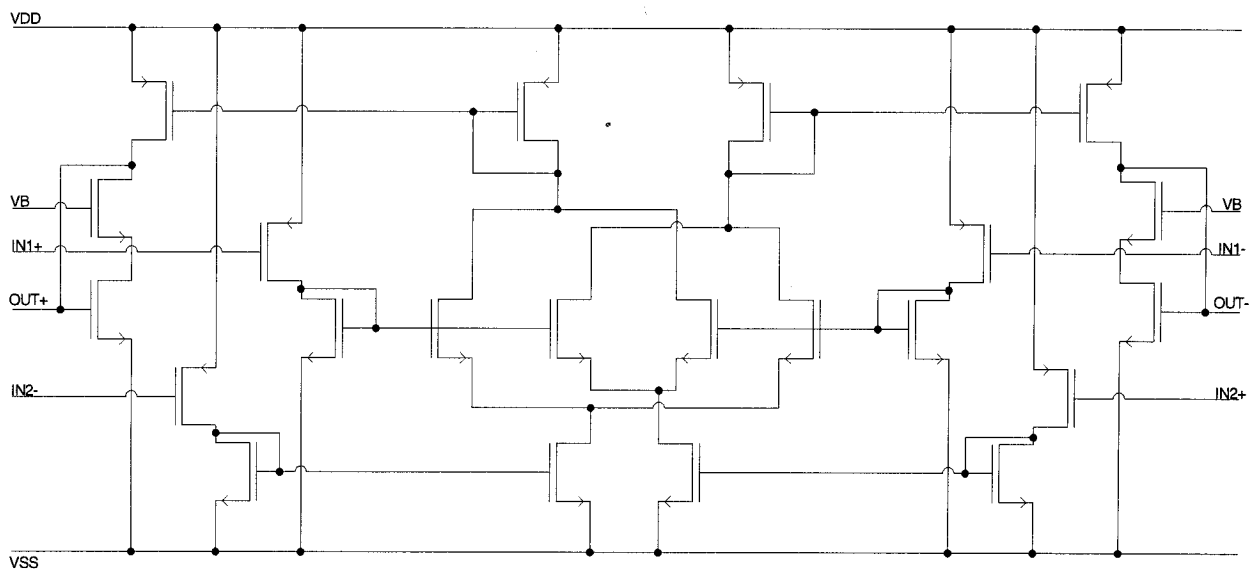
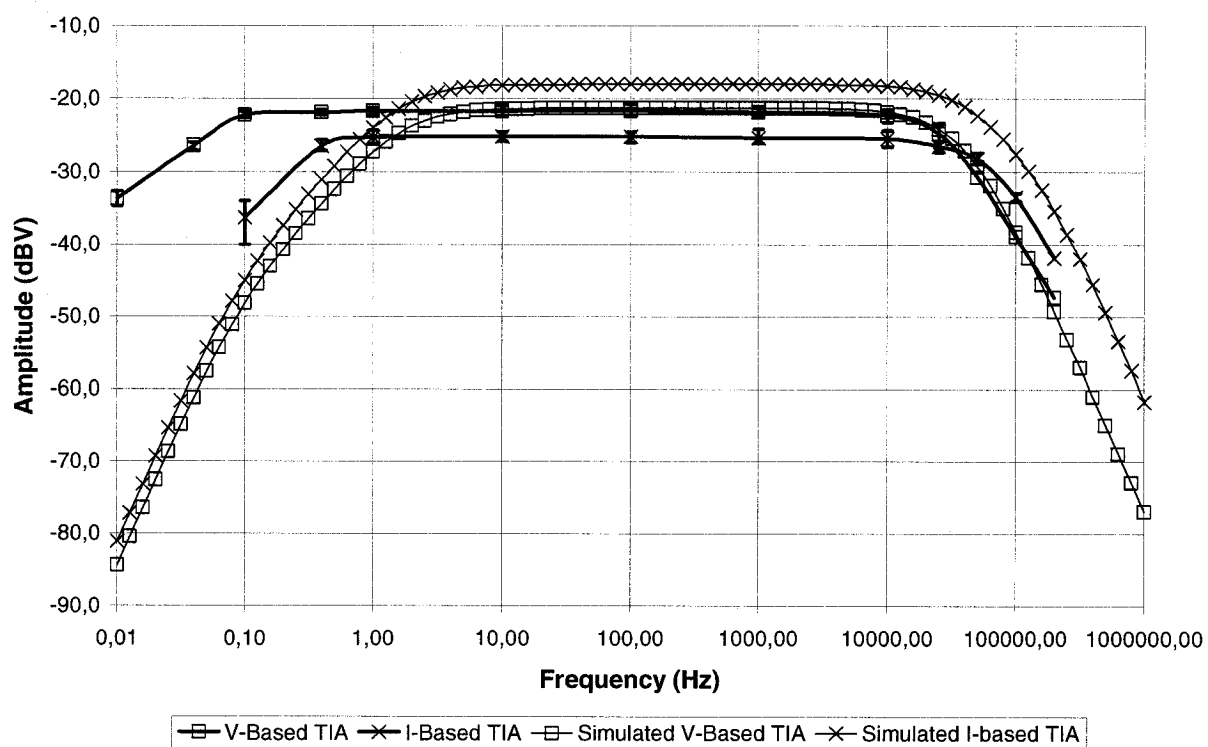
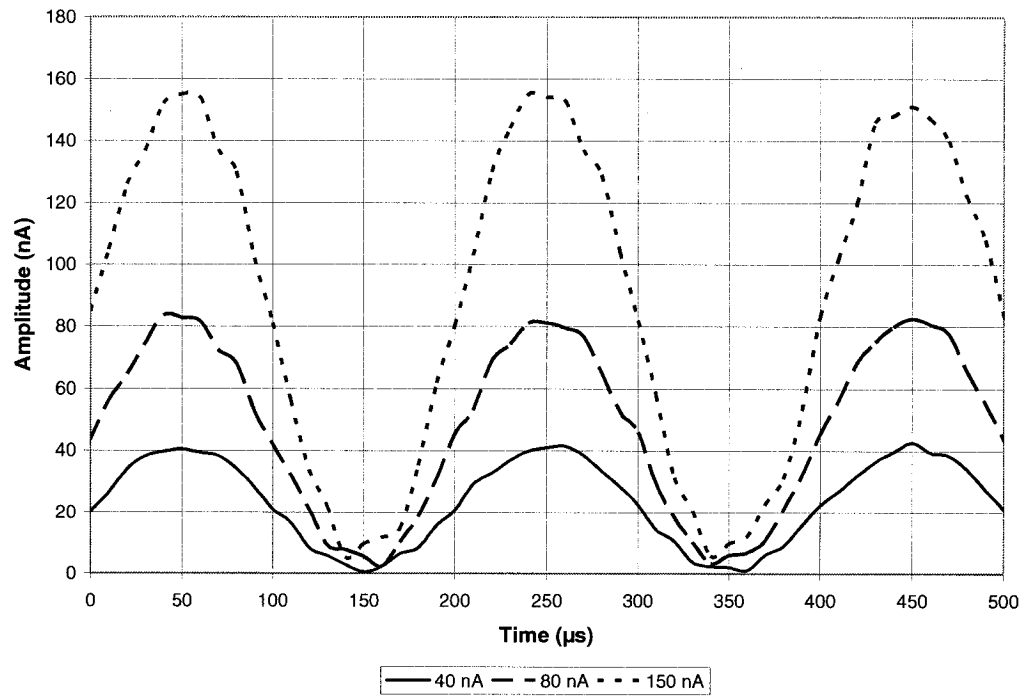


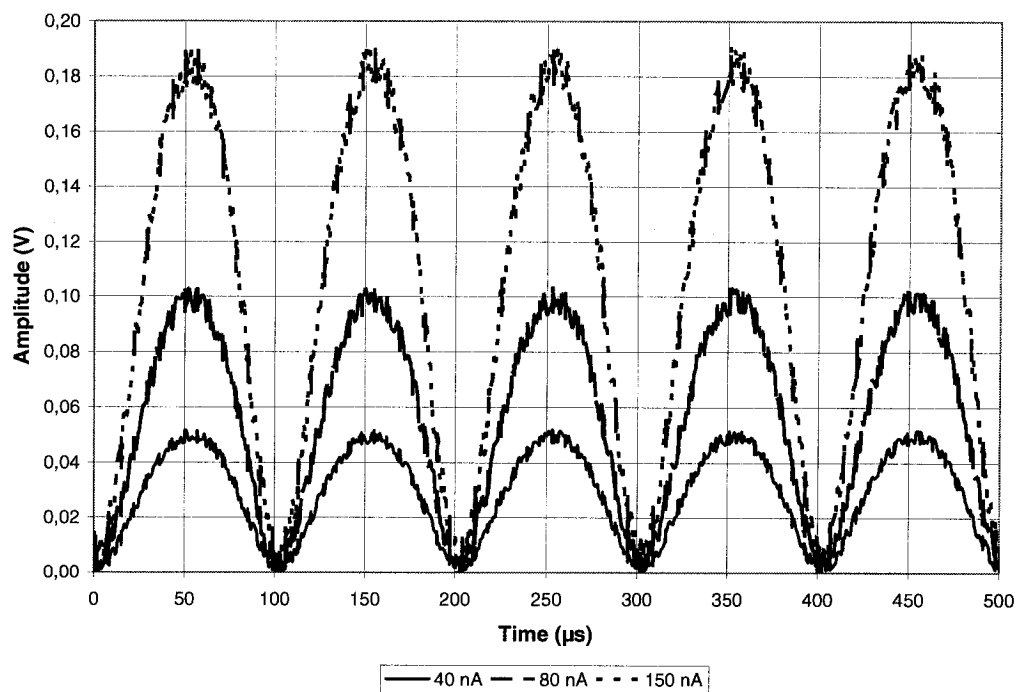
Figure 3.6 - Four-quadrant fully-differential voltage-mode analog mixer.

Frequency Response of the Complete Amplification Chain

*Figure 3.7 - Frequency response of the complete front-end.*



(a) Input current



(b) Output voltage

Figure 3.8 - Transient response of the analog mixer as a demodulator (a) stimulus and (b) output.

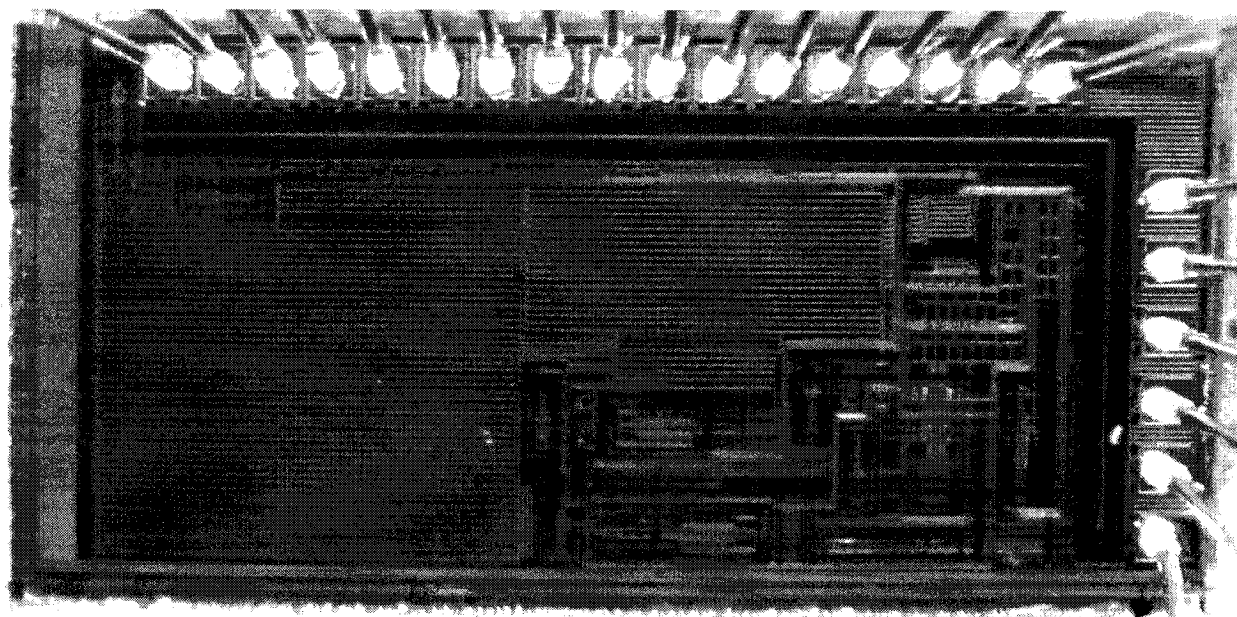


Figure 3.9 - Circuit photomicrograph

TABLES

Tableau 3.1 - Front-end performances: comparison between simulation and experimental results

Parameter	Post-Layout Simulation		Experimental results (fabricated chip)	
Mode	Current	Voltage	Current	Voltage
Technology	TSMC CMOS 0.18 μm N-Well			
Supply voltage	1.8 V			
Total silicon area	750 μm x 1600 μm			
Photodetector area	448 000 μm^2			
PD junction capacitance	12 pF		> 12 pF	
Operating frequency (Hz)	1 Hz - 40 kHz	1 Hz - 25 kHz	0.3 Hz - 50 kHz	0.1 Hz - 25 kHz
Total transimpedance gain	110 to 165 dB		113 to 158 dB	116 to 161 dB
Input current for linear output	0.2 nA to 200 nA p-p		Results with 12.5 nA - 200 nA currents Untested below 12.5 nA	
Input referred noise of TIA	3 pA / $\sqrt{\text{Hz}}$ @ 5 kHz		N/A	N/A
Input referred noise of complete amplification chain	1.4 nA RMS	3.8 nA RMS	2.2 nA RMS	4.0 nA RMS

CHAPITRE 4

CONCEPTION DE LA PUCE DU MODULE DE RÉCEPTION

4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux détails de conception de la puce du récepteur qui n'ont pas pu être traités dans l'article présenté au chapitre 3. En premier lieu, nous exposerons les contraintes de conception qui ont servi de spécifications techniques de base pour la conception de la puce. Ensuite, nous présenterons la conception de la photodiode, des amplificateurs de tension, des filtres passe-haut et du mélangeur. Enfin, une description du montage expérimental sera donnée.

4.2 Contraintes de conception

Le module de réception à concevoir devait respecter les contraintes de design suivantes pour être en mesure de remplir son rôle dans l'application visée, la spectroréflexométrie à infrarouge au niveau du cortex cérébral humain.

Le dispositif devait :

1. être de petite taille pour pouvoir former un réseau dont les éléments sont séparés d'au plus 4 cm;
2. consommer une puissance assez faible pour opérer un réseau de capteurs et d'émetteurs à l'aide de piles de petites dimensions, qui seront intégrées au casque;

3. offrir un signal de sortie dont le rapport signal sur bruit est supérieur à 100 (40 dB) pour être en mesure d'extraire des données précises à 1%;
4. être sensible aux rayons infrarouges de 700 nm à 950 nm.

De plus, les ressources limitées allouées par la fabrique et la technologie de circuits intégrés ont entraîné les contraintes supplémentaires suivantes :

5. Surface totale de silicium disponible : $1600\mu\text{m} \times 750\mu\text{m}$ ($1,2\text{ mm}^2$);
6. Technologie CMOS $0,18\mu\text{m}$ à puits N;
7. Tension d'alimentation 1,8 V.

Les paragraphes qui suivent présentent les différentes stratégies de conception employées pour être en mesure de remplir les contraintes imposées.

4.3 Photodiode

Dans le circuit conçu dans le cadre de ce projet, une des fonctions les plus importantes est la conversion de la lumière en courant électrique. Celle-ci est réalisée à l'aide d'une photodiode. Ce dispositif est le plus adapté à la technologie de fabrication utilisée. D'autres dispositifs de conversion électro-optique comme les photogrilles, les circuits à charges couplées (CCD), les diodes à avalanche et les photodiodes p-i-n sont difficilement ou impossibles à réaliser avec le procédé sélectionné.

Ce procédé, CMOS $0.18\mu\text{m}$ à puits N (contrainte #6), de la compagnie taïwanaise TSMC offre un substrat p, des diffusions et des implantations n et p, une couche

d'oxyde mince pour former des condensateurs métal-métal, ainsi que 6 couches de métallisation. Une seule couche de polysilicium n'est disponible pour former des grilles, ce qui rend difficile la réalisation de photogrilles et de CCD qui nécessitent habituellement deux couches de polysilicium pour pouvoir déplacer les charges dans le substrat vers l'amplificateur ou pour former des dispositifs à grilles superposées [51]. De plus, les diodes p-i-n, comme leur sigle l'indique, nécessitent qu'une couche de silicium intrinsèque, non dopé, soit comprise entre les zones dopées n et p. Cette couche produit une expansion en volume de la zone de déplétion de la jonction p-n et permet de capter plus efficacement et sur une plus grande plage de longueurs d'ondes la lumière [49]. Cela permet de réaliser des dispositifs dont le courant électrique généré par watt de lumière captée est beaucoup plus élevé qu'une jonction p-n conventionnelle. Malheureusement, le procédé utilisé est optimisé pour l'électronique numérique et mixte à haute densité et haute vitesse et ne comporte pas cette couche supplémentaire, habituellement présente dans les procédés adaptés à l'optoélectronique. Les diodes à avalanche [50] sont aussi souvent formées d'une couche de semi-conducteur intrinsèque, mais habituellement plus épaisse, pour permettre une polarisation inverse de la jonction de l'ordre des 100 à 500 V. Cette épaisseur est nécessaire pour éviter le claquage de la jonction lors de l'application de cette grande différence de potentiel, indispensable à l'apparition du phénomène d'avalanche. Dans ce type de dispositif, la haute tension permet de générer un très fort champ électrique dans la couche de semi-conducteur intrinsèque. Comme mentionné précédemment pour les diodes p-i-n, les photons sont convertis en électrons dans la zone de déplétion qui s'étend dans la couche

intrinsèque. Dans les photodiodes à avalanche, le champ électrique présent dans la couche intrinsèque accélère considérablement les électrons au point de leur permettre d'arracher au passage d'autres électrons, donc d'amplifier le signal électrique. Cet effet permet à une seule charge initiale de générer un transfert de charges, donc un courant, beaucoup plus élevé par multiplication. Ces dispositifs ont donc un gain d'amplification interne qui permet de capter des signaux optiques de très faible densité de puissance. De plus, ce gain est ajustable en faisant varier la tension de polarisation inverse de la jonction. Comme pour le cas des diodes p-i-n, le procédé utilisé ne permet pas de produire ce genre de diode.

Après ce survol des différents dispositifs de conversion électro-optique sur silicium, la solution qui convient le plus au procédé utilisé est la photodiode standard à jonction pn. Même si ce choix est arrêté, il existe plusieurs façons de réaliser des jonctions pn avec le procédé CMOS 0.18 μm . Celles-ci sont illustrées dans la figure 4.1.

Le paramètre le plus important intervenant dans le choix de la jonction utilisée est le dopage des différentes implantations et diffusions. Ce dernier influence l'épaisseur de la zone de déplétion, où sont captés les photons. Plus le dopage est faible, plus la zone de déplétion empiète dans la zone dopée. Il est donc de mise d'utiliser la jonction entre le puits n et le substrat p, les deux régions ayant le plus faible dopage. Cela permettra de maximiser le rendement de la conversion électro-optique. Pour améliorer la captation des longueurs d'ondes infrarouges utilisées (contrainte #4) dans le cadre de ce projet,

nous utiliserons le puits n profond, une particularité du procédé employé qui permet de former de diffusions n plus profonde. Ce type de puits est normalement utilisé pour former des transistors NMOS à substrat indépendant.

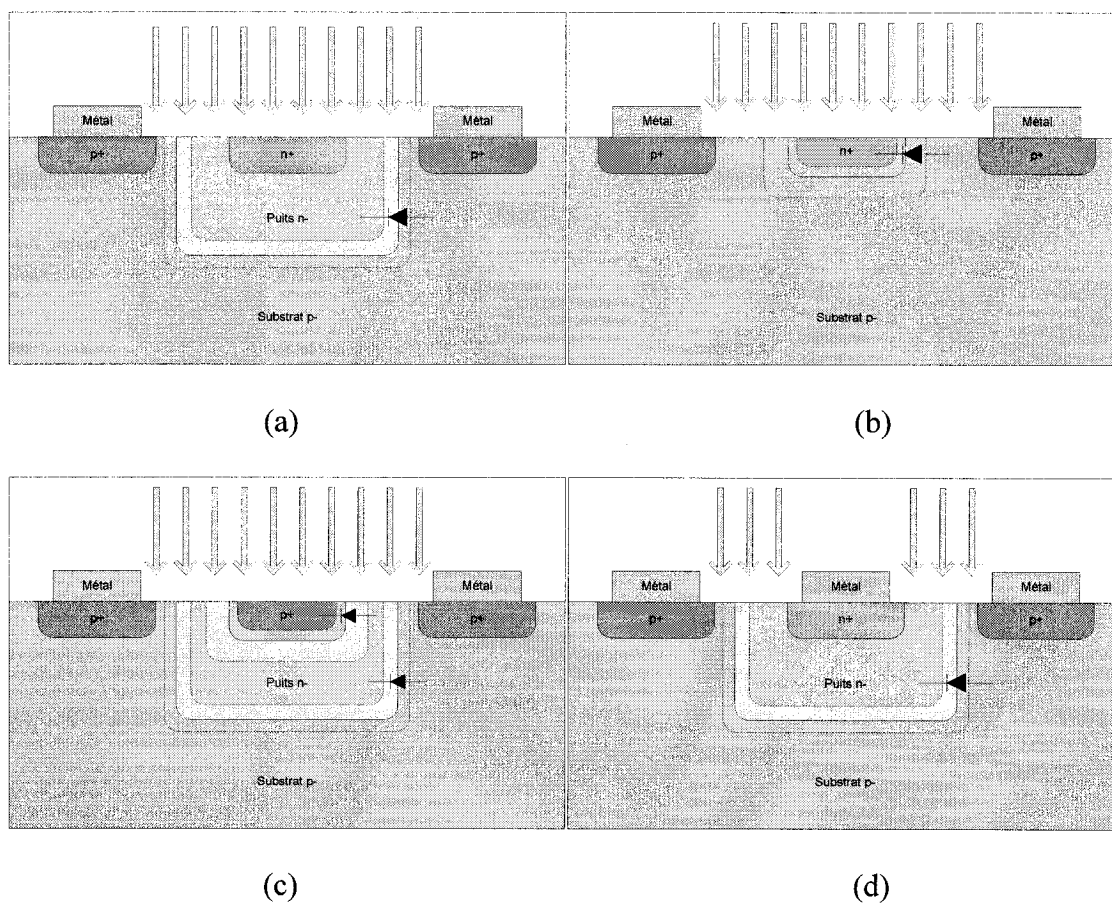


Figure 4.1 - Jonctions pn réalisables avec le procédé CMOS 0.18 μm : (a) puits-n/substrat-p, (b) implantation-n/substrat-p, (c) double diode implantation-p/puits-n/substrat-p et (d) puits-n/substrat-p latéral

La profondeur de pénétration des photons dans le silicium augmente avec la longueur d'onde, comme on peut le constater dans le tableau 4.1 [30]. D'après les expérimentations passées [29] utilisant le même procédé de fabrication, la réponse maximale des photodiodes à puits n se situe environ à 630 nm. L'utilisation du puits n

profond permettra de déplacer quelque peu la réponse en fréquence vers les 750 nm à 800 nm.

Tableau 4.1 - Profondeur de pénétration de la lumière dans le silicium

Longueur d'onde (nm)	Profondeur de pénétration (μm)
400	0,19
450	1,0
500	2,3
550	3,3
600	5,0
650	7,6
700	8,5
750	16
800	23
850	46
900	62
950	150
1000	470
1050	1500
1100	7600

La figure 4.2 montre les résultats expérimentaux obtenus en illuminant la photodiode de la puce ICFPMFN1 avec la pièce Epitex L4x730/4x805/4x850-40Q96-I placée à 2 cm. Cette composante est une DEL à trois longueurs d'ondes : 730, 805 et 850 nm. Elle est parfaitement adaptée à la spectroscopie de l'hémoglobine et à la portion du spectre qui nous intéresse. Le courant d'excitation a été ajusté pour que la sortie optique soit de 30 mW pour chaque longueur d'onde. Les mesures ont été prises une longueur d'onde à la fois pour caractériser la réponse optique de la photodiode. D'après les résultats obtenus, il semble que l'hypothèse concernant la profondeur de pénétration et du puits N profond soit vérifiée. La sensibilité accrue aux alentours de 800 nm diffère des résultats obtenus par [29] qui a utilisé la même technologie, mais avec des puits N standards.

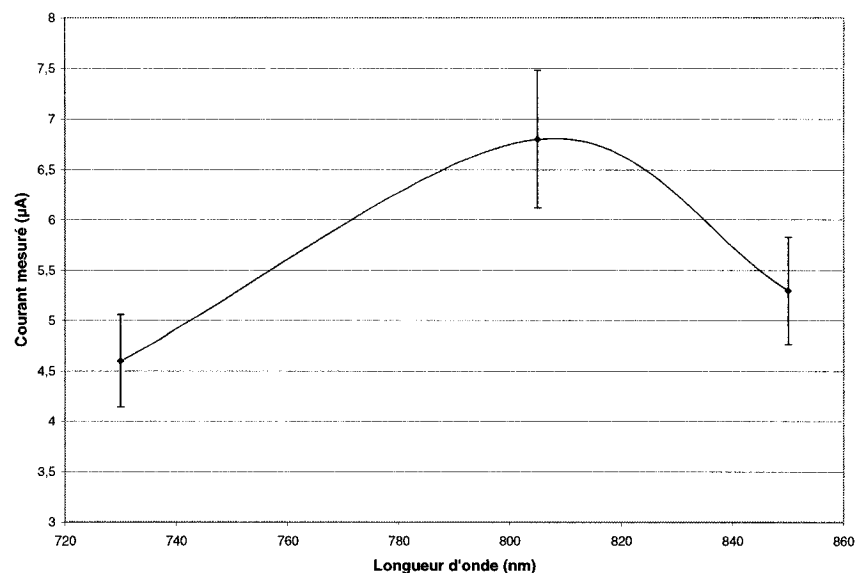


Figure 4.2 – Résultats expérimentaux de la réponse optique de la photodiode intégrée à la puce ICFPMFNI.

Un autre effet bénéfique de l'utilisation d'une jonction à faible dopage est la minimisation de la capacité de jonction du photodétecteur. Cette capacité de jonction est inversement proportionnelle à la largeur de la zone de déplétion, qui s'apparente à la distance entre les deux plaques d'un condensateur. Une faible capacité de jonction permet d'augmenter la largeur de bande du capteur. Cela permet aussi d'appliquer un très fort gain de transrésistance tout en maintenant une largeur de bande et un niveau de bruit raisonnables.

La photodiode réalisée comprend aussi des fentes réparties sur toute la surface qui ont deux avantages majeurs [48]. Elles permettent de raccourcir le temps de parcours des porteurs de charges pour atteindre les contacts, ce qui contribue à améliorer la réponse

en fréquence. Aussi, ces fentes augmentent le volume de la zone de déplétion considérablement, comme on peut le voir sur la figure 4.3.

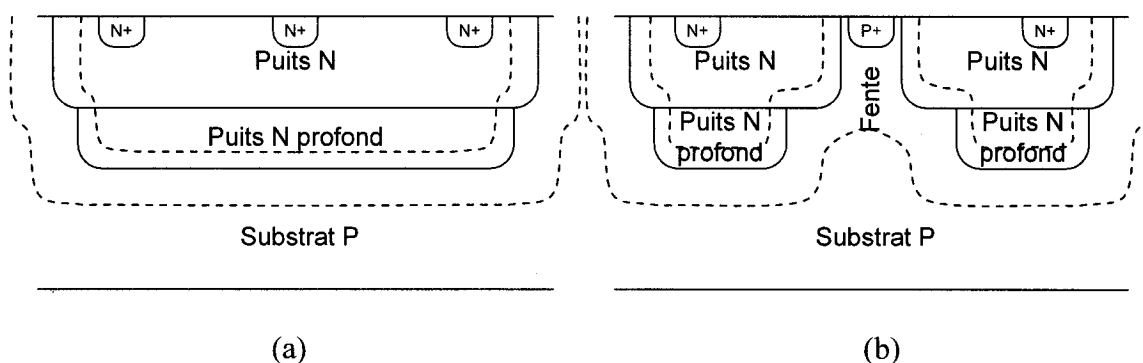


Figure 4.3 - Coupes de photodiodes réalisées dans un puits N profond (a) sans fente et (b) avec fente.

Cette plus volumineuse zone de déplétion permet d'améliorer l'efficacité du capteur en lui permettant de convertir une plus grande proportion des photons incidents en courant électrique. L'effet global de ces fentes est une diode dont la surface équivalente est supérieure à la surface en deux dimensions occupée sur la puce de silicium. Cette amélioration permet de minimiser l'importance de la contrainte #5.

Une autre manière d'augmenter le volume de la zone de déplétion est d'appliquer une tension inverse aux bornes de la diode. La contrainte #7 ne nous laisse pas une grande latitude, d'autant plus qu'il faudra limiter cette tension inverse à environ 0,9 V pour éviter de saturer les amplificateurs de transimpédance. Les résultats expérimentaux présentés à la figure 3.7 montrent que ce niveau de polarisation inverse ne semble pas avoir d'effet sur la bande passante. En effet, les résultats de simulation présentés ne

tenaient pas compte de la polarisation inverse et les résultats expérimentaux ne montrent pas d'amélioration notable de la largeur de bande.

4.4 Filtres passe-haut

Les filtres passe-haut présentés dans l'article du chapitre 3 sont composés d'un condensateur de très petite valeur, 200 fF, couplé à une charge résistive de très grande valeur réalisée à l'aide d'un transistor monté en diode. Cela permet, de manière élégante et compacte, de réaliser un filtre passe-haut du 1^{er} ordre à très basse fréquence de coupure dont le rôle est de rejeter toute tension continue ou de faible fréquence pouvant être générée par la lumière ambiante ou le courant de fuite de la photodiode. De plus, cela permet de limiter le bruit 1/f dominant aux faibles fréquences, ce qui est important pour nous permettre de rencontrer notre contrainte de rapport signal à bruit (contrainte #3).

Une autre fonction importante est remplie par ce dispositif très simple. Il s'agit de l'ajustement des niveaux de tension continue à l'entrée des différents étages d'amplification. En ramenant toujours les sorties au niveau optimal pour l'entrée du prochain étage, ce circuit permet d'éviter la saturation des amplificateurs et leur permet d'opérer dans leur région la plus linéaire. En d'autres mots, il s'agit d'un couplage AC entre chacun des éléments de la chaîne d'amplification. Le dessin des masques et le dimensionnement des composantes sont disponibles en annexe.

4.5 Amplificateurs de tension à gain ajustable

Les amplificateurs de tension, illustrés à la figure 3.5d, qui suivent le préamplificateur de transimpédance sont des amplificateurs de tension différentiels compensés et autopolarisés. Ce type d'amplificateur est constitué de manière à ce qu'il ne nécessite qu'une seule tension de polarisation. Le dimensionnement adéquat des transistors permet de les garder en saturation par l'application de cette unique tension de référence. À partir de ce point, tous les étages qui suivent dans la chaîne sont différentiels. Le principal avantage de ce choix de topologie est l'élimination du bruit en mode commun qui pourrait être présent dans les différentes parties du circuit. L'addition d'une capacité de compensation s'est avérée nécessaire pour assurer la stabilité de l'amplificateur. En effet, sa marge de phase n'était que de 20° , ce qui était nettement insuffisant pour alimenter les charges capacitives des entrées des étages subséquents. Notons que même si la puce renferme deux de ces amplificateurs, un circuit de contournement permet de n'utiliser qu'un seul dans les cas où le signal d'entrée serait puissant au point de faire saturer le dernier étage d'amplification ou le mélangeur. Ce circuit est activé lorsque la broche B2 est reliée à VSS. Un autre moyen de réduire les problèmes de saturation éventuels serait d'ajuster le gain variable de ces amplificateurs à une valeur moindre. Pour ce faire, il suffit d'ajuster les tensions VRESN et VRESP de manière à obtenir le gain voulu. Le dessin des masques et le dimensionnement des composantes sont disponibles en annexe.

4.6 Mélangeur

Le dernier étage de la chaîne est un mélangeur analogique différentiel à 4 quadrants en mode tension. Cet étage permet de démoduler le signal amplifié pour en extraire une tension continue proportionnelle à l'amplitude du signal optique capté. Ce dispositif est accessible de l'extérieur de la puce par quatre broches. Deux d'entre elles servent à la sortie de tension différentielle (OUT_MIX_P, OUT_MIX_M). Deux autres broches (IN_OSC_P, IN_OSC_M) sont dédiées à l'entrée différentielle de l'oscillateur de référence pour la démodulation.

4.7 Montage expérimental

Un circuit imprimé carré dont les dimensions sont légèrement inférieures à 4 cm a été conçu et fabriqué pour tester la puce dont il est question dans ce mémoire. La taille du dispositif, qui est un prototype de solution respectant la contrainte #1 incluant tous les connecteurs, permet la mise en réseau des récepteurs. On peut y monter la puce dans son format CFP80. La plupart des résultats expérimentaux de la puce présentés au chapitre 3 ont été recueillis en utilisant ce montage. Des photographies et le dessin des masques de la plaquette de circuit imprimée sont disponibles dans l'annexe B. Les résultats concernant le mélangeur ont toutefois été mesurés sur la version DIP40 de la puce qui, étant installée sur une plaquette de prototypage de type « *breadboard* » sans soudure, facilitait la manipulation et le montage au moment où les tests ont été exécutés. Enfin, pour vérifier la contrainte #2, le courant d'alimentation statique a été mesuré à 850 μA , ce qui équivaut à une consommation de puissance de 1,5 mW. La simulation du circuit

donnait un courant d'alimentation de $780\text{ }\mu\text{A}$ pour une consommation de $1,4\text{ mW}$. Cette différence de 7% est considérée banale étant donné qu'une très faible variation des tensions de polarisation et de la forme des transistors pendant la fabrication peut causer des variations assez importantes de consommation de courant. Ce résultat est donc conforme aux attentes. Pour illustrer la faible consommation de puissance de la puce, prenons comme exemple une pile $1,5\text{ V}$ rechargeable de type NiMh et de taille AA. Ce type de pile renferme en moyenne $1\,800\text{ mAh}$, ce qui équivaut à une énergie de $9\,720\text{ J}$. Si nous alimentons notre puce avec une seule pile et un convertisseur DC/DC permettant d'élever la tension à $1,8\text{ V}$ avec une efficacité de 85% , nous pouvons la faire fonctionner pendant $5\,400\,000$ secondes, ou $1\,500$ heures. Cela équivaut à plus de 2 mois d'opération sans interruption, rappelons-le avec seulement une pile AA. Nous estimons que la quantité de récepteurs nécessaires pour réaliser le casque d'imagerie optique sera entre 12 et 16. Dans ces conditions, le réseau de capteurs pourrait fonctionner pendant près de 4 jours. Évidemment, il faut ajouter la consommation des autres modules qui composeront le système. Cependant, la source d'alimentation sera sûrement elle aussi adaptée. Il existe une panoplie de sources d'énergie, dont certaines sont beaucoup plus compactes, comme les piles à ions lithium. Ces observations tendent à montrer qu'il ne devrait pas y avoir de problèmes à réaliser un système complet qui serait léger et peu encombrant pour l'utilisateur puisqu'il n'aura pas à transporter de grandes réserves d'énergie, même dans le cas d'une acquisition de données à long terme.

4.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les détails de conception de la puce du récepteur qui n'ont pas pu être traités dans l'article présenté au chapitre 3. Nous avons aussi exposé les contraintes de conception et la manière dont elles ont été respectées pendant le processus de création des différentes parties du module de réception intégré.

Le chapitre suivant sera consacré au bilan et aux recommandations pour la continuation de ce sujet de recherche riche et prometteur.

CHAPITRE 5

CONCLUSION ET PERSPECTIVES FUTURES

5.1 Bilan du travail accompli

Le projet présenté dans ce mémoire avait plusieurs objectifs. Comme il s'agissait des premiers pas de l'équipe de recherche vers le développement d'une expertise dans l'imagerie fonctionnelle par spectrorélectométrie infrarouge, le premier objectif a été de connaître l'étendue des différents travaux de pointe avant de commencer quoi que ce soit. La recherche documentaire et la compréhension du contenu des nombreuses publications à ce sujet ont occupé les premiers mois du projet. Une synthèse de cette revue de littérature a été présentée au chapitre 1 et au début de l'article du chapitre 3.

Forts de ces nouvelles connaissances, nous avons orienté notre travail vers le développement d'une solution utilisant la technique à « temps continu », puisque malgré sa relativement faible résolution par rapport aux autres techniques décrites, celle-ci permettait de recueillir tout de même les données dont nous avons besoin. Ces données seront utilisées pour calculer le changement relatif de concentration des deux composantes de l'hémoglobine, l'Hb et l'HbO₂. De plus, sa simplicité a permis le développement rapide d'un prototype de validation du principe à l'aide de composantes commerciales facilement accessibles.

Ensuite, à partir des résultats obtenus lors des essais effectués avec le prototype, plusieurs modèles de simulation optiques ont été composés et exécutés pour que nous soyons en mesure de bien dimensionner les éléments de la puce de réception.

La technologie choisie pour implémenter le dispositif est la technologie TSMC CMOS 0,18 μm à puits n. Celle-ci est disponible par le biais de la Société Canadienne de Microélectronique. Le design de la puce a passé par toutes les étapes du flot recommandé. Des schémas clairs et bien structurés des modules à implémenter ont été dessinés et simulés. Ensuite, les masques de fabrication ont été dessinés minutieusement en utilisant des techniques avancées permettant de prévenir les fautes dues aux variations du procédé de fabrication. En guise de vérification, le dessin des masques final a été comparé aux schémas électroniques par un outil automatisé (LVS, Layout versus Schematic) pour s'assurer que ce qui sera fabriqué est bien ce qui est voulu. Enfin, un choix de trois différents formats d'emballage (dés, DIP40 et CFP80) a été fait pour faciliter chacune des étapes de tests et de prototypage.

Cette puce intègre, sur le même substrat, le dispositif de conversion électro-optique, une photodiode, et tous les éléments de la chaîne d'amplification nécessaires au prétraitement d'un signal optique à très faible puissance. Aussi, la puce contient un mélangeur analogique permettant de démoduler le signal capté.

Une caractérisation de la puce fabriquée et une comparaison des résultats avec ceux prévus par la simulation post-implémentation ont permis de confirmer que ses performances sont telles que prévu et qu'il serait possible d'utiliser ce dispositif dans une première version de système d'imagerie optique fonctionnelle. Son gain de 161 dB, sa largeur de bande suffisante, sa faible consommation de puissance de 1,5 mW et sa sensibilité aux infrarouges proches lui procurent les caractéristiques de base nécessaires à son utilisation dans ce type d'application.

5.2 Perspectives futures

Comme mentionné dans la section précédente, ce projet était le premier à être mené au sein de l'équipe *Polystim* au sujet de l'imagerie fonctionnelle par spectrorélectométrie infrarouge. Étant donné que le sujet est à ses premiers balbutiements, il sera intéressant à ce stade de proposer les améliorations possibles au système de réception en vue de la création d'une version révisée et améliorée de la puce.

Comme mentionné au chapitre 3, le matériau utilisé pour passiver la puce de silicium est une couche d'oxyde de silicium SiO_2 (du verre). Cette couche entraîne des pertes très importantes de puissance lumineuse par réflexion. Il serait intéressant de pouvoir traiter la surface de la puce avec un film antireflet pour augmenter la proportion de la lumière incidente qui entre effectivement dans la photodiode. On pourrait aussi munir le dé de silicium d'une interface à fibres optiques pour être en mesure d'aller prélever directement les signaux à la surface du crâne.

Même si la photodiode conçue dans le cadre de ce projet montre des caractéristiques intéressantes, nous savons que la technologie CMOS n'est pas la mieux adaptée à la conception de photodétecteurs. Il serait peut-être intéressant d'utiliser une technologie plus appropriée, comme le GaAs, qui permet de fabriquer un module complet (photodétecteur et amplificateurs) semblable à la puce ICFPMFN1, ou bien une technologie hybride sur laquelle les amplificateurs et les photodétecteurs seraient faits suivant deux procédés différents (ex. : CMOS sur GaAs). Il n'est toutefois pas exclu qu'un photodétecteur externe, séparé de la puce d'amplification, puisse être une meilleure solution. Le système pourrait être réalisé au niveau de la plaquette de circuits imprimée au lieu d'être intégré complètement en une seule puce. Aussi, il serait intéressant de considérer le remplacement du photodétecteur CMOS intégré par une photodiode externe disponible sur le marché, le tout empaqueté dans le même boîtier. Cela pourrait réduire le coût du système, en diminuant la surface nécessaire en technologie CMOS et en augmentant la sensibilité.

Le système complet d'imagerie fonctionnelle nécessitera le développement d'au moins trois autres modules : l'émetteur avec son circuit d'alimentation, le contrôleur coordonnant l'action de tous les émetteurs et récepteurs et, finalement, le module RF pour communiquer les mesures sans fil à un ordinateur qui en fera l'analyse. Le logiciel d'analyse et d'interprétation des signaux ainsi que l'interface graphique permettant de visualiser les résultats en temps réel s'avèreront aussi des défis passionnant à relever.

RÉFÉRENCES

- [1] W. C. Röntgen, translated by Arthur Stanton, On a New Kind of Rays, *Nature*, No. 53, 274, 1896.
- [2] G.A. Millikan, The Oximeter, an Instrument for Measuring Continuously Oxygen Saturation of Arterial Blood in Man, *Rev. Sci. Instrum.*, 13, 434-444, 1942.
- [3] F.F. Jöbsis, Noninvasive Infrared Monitoring of Cerebral and Myocardial Oxygen Sufficiency and Circulatory Parameters, *Science*, 198, 1264-1267, 1977.
- [4] M. Ferrari, I. Giannini, G. Sideri, E. Zanette, Continuous non Invasive Monitoring of Human Brain by Near Infrared Spectroscopy, *Adv. Exp. Med. Biol.*, 191, 873-882, 1985.
- [5] J.E. Brazy, D.V. Lewis, M.H. Mitnick, F.F. Jöbsis van der Vliet, Noninvasive Monitoring of Cerebral Oxygenation in Preterm Infants: Preliminary Observations, *Paediatrics*, 75(2), 217-225, 1985.
- [6] X. Intes, B. Chance, Non-PET Functional Imaging Techniques: Optical, *Radiol. Clin. North Am.*, 43(1), 221-234, 2005.
- [7] K. Wells, J.C. Hebden, F.E.W. Schmidt, D.T. Delpy, The UCL Multichannel Time-Resolved System for Optical Tomography, *Proc. SPIE* 2979, 599-607, 1997.

- [8] M.A. Franceschini, D.A. Boas, Noninvasive Measurement of Neuronal Activity with Near-Infrared Optical Imaging., *NeuroImage* 21(1), 372-386, 2004.
- [9] R. Frostig, *In Vivo Optical Imaging of Brain Function*, CRC Press, NY, 2002, 296 p.
- [10] S. R. Hintz, W.F. Cheong, J. P. van Houten, D. K. Stevenson, D. A. Benaron, Bedside Imaging of Intracranial Hemorrhage in the Neonate Using Light: Comparison with Ultrasound, Computed Tomography and Magnetic Resonance Imaging, *Pediatr. Res.*, No. 45, 54-59, 1999.
- [11] C. Hirth, K. Villringer, A. Thiel, J. Bernarding, W. Mühlnickl, H. Obrig, U. Dirnagl, A. Villringer, Towards Brain Mapping Combining Near-Infrared Spectroscopy and High Resolution 3D MRI, *Adv. Exp. Med. Biol.*, No. 413, 139-147, 1997.
- [12] V. Toronov, A. Webb, J.A. Choi, M. Wolf, L. Safonova, U. Wolf, E. Gratton, Study of Local Cerebral Hemodynamics by Frequency-Domain Near-Infrared Spectroscopy and Correlation with Simultaneously Acquired Functional Magnetic Resonance Imaging, *Optics Express*, Vol. 9, No. 8, 417-427, 2001.
- [13] M. Cope, *The Application of Near Infrared Spectroscopy to Non Invasive Monitoring of Cerebral Oxygenation in the Newborn Infant*, Ph. D. Thesis, Department of Medical Physics and Bioengineering, University College London, 1991, 342 p.

- [14] L.-H. Wang, S.L. Jacques, L.-Q. Zheng, MCML – Monte Carlo Modeling of Photon Transport in Multi-Layered Tissues, *Computer Methods and Programs in Biomedicine*, 47, 131–146, 1996.
- [15] M.F. Firbank, E. Okada, D.T. Delpy, A Theoretical Study of the Signal Contribution of Regions of the Adult Head to Near-Infrared Spectroscopy Studies of Visual Evoked Responses, *Neuroimage* 8, 69–78, 1998.
- [16] A.H. Barnett, J.P. Culvery, A.G. Sorensen, A. Daley, D.A. Boas, Robust Inference of Baseline Optical Properties of the Human Head with 3D Segmentation from Magnetic Resonance Imaging, *Applied Optics*, 42 (16), 3095 – 3108, 2003.
- [17] M. Schweiger, S.R. Arridge, Optical Tomographic Reconstruction in a Complex Head Model Using a priori Region Boundary Information, *Phys. Med. Biol.* 44, 2703–2721, 1999.
- [18] E. Okada, D.T. Delpy, Near-Infrared Light Propagation in an Adult Head Model. I. Modeling of Low-Level Scattering in the Cerebrospinal Fluid Layer, *Applied Optics*, Vol. 42, No. 16, 2003.
- [19] A.N. Yaroslavsky, P.C. Schulze, I.V. Yaroslavsky, R. Schober, F. Ulrich, H.J. Schwarzmair, Optical Properties of Selected Native and Coagulated Human Brain Tissues in vitro in the Visible and Near Infrared Spectral Range, *Phys. Med. Biol.* 47(12), 2059–2073, 2002.
- [20] R. Maciejko, *Optoélectronique*, Presses Polytechnique, Montréal, 2002, 528 p.

- [21] ICNIRP, ICNIRP Statement on Light-Emitting Diodes (LEDs) and Laser Diodes: Implications for Hazard Assessment, *Health Physics*, Vol. 78, No. 6, 744-752, 2000.
- [22] K. Phang, CMOS Optical Preamplifier Design Using Graphical Circuit Analysis, PhD. thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Toronto, 2001, 176 p.
- [23] K. Phang, D.A. Johns, A CMOS Optical Preamplifier for Wireless Infrared Communications, *IEEE Trans. on Circuit and Systems II*, Vol. 46, No. 7, 852-859, 1999.
- [24] R.R. Harrison, C. Charles, A Low-Power Low-Noise CMOS Amplifier for Neural Recording Applications, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 36, No. 6, 958-965, 2003.
- [25] P.E. Allen, D.R. Holberg, CMOS Analog Circuit Design, Second Edition, Oxford University Press, U.K., 2002, 784 p.
- [26] D.A. Johns, K. Martin, Analog Integrated Circuit Design, John Wiley & Sons, Inc., Toronto, 1997, 706 p.
- [27] P. Pittet, G.N. Lu, M. Pitaval, Variable Time Synchronous Detection Method for Sensitive Optical Detection, *Electronic Letters*, Vol. 39, No. 11, May 29th, 2003.
- [28] F. Normandin, M. Sawan, J. Faubert, Front-End of a Non-Invasive Wireless Real-Time Brain Imaging System Based on Near-Infrared

Spectroreflectometry, IEEE BioCAS2004, Singapore, 2004.

- [29] A. Trépanier, Système mixte dédié à la capture d'image et à la récupération de sa structure 3D, Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Canada, 2005, 202 p.
- [30] M. W. Davidson, National High Magnetic Field Laboratory Web site, The Florida State University, <http://micro.magnet.fsu.edu>.
- [31] A. D. McNaught, A. Wilkinson, IUPAC Compendium of Chemical Terminology On-line Edition, International Union of Pure and Applied Chemistry, 2005, <http://www.iupac.org/publications/compendium/index.html>.
- [32] C. D. Kurth, Multi-wavelength Frequency Domain Near-Infrared Cerebral Oximeter, US Patent #6,438,399 B1, Aug. 20, 2002.
- [33] M. A. Franceschini et al., Frequency-domain techniques enhance optical mammography: Initial clinical results, National Academy of Science, USA, 1997.
- [34] MONSTIR: The UCL 32-channel time-resolved imager, Biomedical Optics Research Group, UCL, UK, 2001.
- [35] J. Hebden, S. Arridge, Near-Infrared Imaging, Biomedical Optics Research Group, UCL, UK, 1999.
- [36] Y. Hoshi et al., Spatiotemporal imaging of human brain activity by functional near-infrared spectroscopy, Hokkaido University, Sapporo, Japan, 2001.
- [37] W. F. Cheong et al., A review of the optical properties of biological tissues,

IEEE J. Quantum Electronics No. 26, p. 2166-2185, 1990.

- [38] M. Firbank et al., Measurement of the optical properties of the skull in the wavelength range 650-950 nm, *Phys. Med. Biol.* No. 38 503-10, 1993.
- [39] M. Kohl et al., Physical model for the spectroscopic analysis of cortical intrinsic optical signals, *Phys Med Biol.*, No. 45(12), p. 3749-64, Dec. 2000.
- [40] C. D. Kurth, A multiwavelength frequency domain near infrared cerebral oximeter, *Physics in Medicine Biology*, No. 44, p. 727-740, 1999.
- [41] S. Wray et al., Characterization of the near infrared absorption spectra of cytochrome aa3 and haemoglobin for the non-invasive monitoring of cerebral oxygenation, *Biochim. Biophys. Acta*, No. 933, p. 184-192, 1988.
- [42] D. A. Benaron et al., Early clinical results of time-of-flight optical tomography in neonatal intensive care unit, *SPIE*, 1995.
- [43] W. Becker, A. Bergmann, *Lifetime Imaging Techniques for Optical Microscopy*, Becker & Hickl GmbH, Berlin, 2003.
- [44] M. A. Franceschini et al., On-line optical imaging of the human brain with 160-ms temporal resolution, *Optical Society of America*, 2000.
- [45] Y. Chen et al., Preliminary evaluation of dual wavelength phased array imaging on neonatal brain function, *Journal of Biomedical Optics*, Vol. 5, Issue 2, p. 194-200, April 2000.
- [46] I. Nissilä et al., Instrumentation for the accurate measurement of phase and amplitude in optical tomography, *Rev. Sci. Instrum.*, No. 73, p. 3306-12, 2002.
- [47] B. B. Das, R. R. Alfano, Ultrafast time-gated approach in optical biomedical

imaging, *Current Science*, Vol. 77, No. 7, October 1999.

- [48] J.L. Trépanier, Capteur d'images cmos à pixels numériques et à gamme dynamique élevée, Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal, Canada, 2003, 167 p.
- [49] P. Bhattacharya, *Semiconductor Optoelectronic Devices*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1994.
- [50] B. Yang, Low Dark Current GaN Avalanche Photodiodes, *IEEE Journal Of Quantum Electronics*, Vol. 36, No. 12, December 2000.
- [51] D. Ong, An All-Implanted CCD/CMOS Process, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. ED-28, No. 1, January 1981.

ANNEXE A

BROCHAGE DE LA PUCE ICFPMFN1

La puce ICFPMFN1 est disponible en 3 formats différents : en dés de silicium, en format DIP40 et en format CFP80. Le tableau A.1 décrit l'arrangement du brochage pour chacune des configurations et donne la description de la fonction de chacune d'elles.

Tableau A.1 - Brochage de la puce ICFPMFN1

Dé	Format		Nom	Description
	DIP40	CFP80		
1	1	11	OUT_A2_M	Sortie (-) du 2 ^e amplificateur de tension
2	40	9	OUT_A2_P	Sortie (+) du 2 ^e amplificateur de tension
3	38	7	VB4	Entrée permettant de forcer la tension de polarisation VB4 à une valeur externe
4	36	6	VB3	Entrée permettant de forcer la tension de polarisation VB3 à une valeur externe
5	35	5	VB2	Entrée permettant de forcer la tension de polarisation VB2 à une valeur externe
6	34	4	VB1	Entrée permettant de forcer la tension de polarisation VB1 à une valeur externe
7	33	80	VB1C	Entrée permettant de forcer la tension de polarisation VB1c à une valeur externe
8	32	79	VB3C	Entrée permettant de forcer la tension de polarisation VB3c à une valeur externe
9	31	75	V_RES_N	Ajustement du gain des amplificateurs de tension (typ : 1,32 V)
10	30	74	V_RES_P	Ajustement du gain des amplificateurs de tension (typ : 0,5625V)
11	28	71	I_EXT	Entrée de courant externe dirigée vers l'amplificateur de transimpédance (B0 = 0)
12	27	70	OUT_PD	Sortie de la photodiode (B0 = 0)
13	26	67	VB2C	Entrée permettant de forcer la tension de polarisation VB2c à une valeur externe
14	25	64	VIN_M	Entrée de l'amplificateur de transimpédance
15	24	62	B2	Sélection du 2 ^e amplificateur de tension VSS = Désactivé, VDD = Activé

16	23	60	VSS	Alimentation (0 V)
17	20	58	VDD	Alimentation (+1,8V)
18	19	56	B1	Choix de l'amplificateur de transimpédance : VSS = Topologie courant VDD = Topologie tension
19	18	55	B0	Choix de l'entrée pour l'amplificateur de transimpédance : VSS = I_EXT et OUT_PD activés VDD = Photodiode interne
20	16	50	OUT_MIX_P	Sortie (+) du mélangeur
21	15	48	OUT_MIX_M	Sortie (-) du mélangeur
22	13	45	IN_OSC_M	Entrée (-) de l'oscillateur pour le mélangeur (amplitude recom.: 100 mV)
23	11	42	IN_OSC_P	Entrée (+) de l'oscillateur pour le mélangeur (amplitude recom.: 100 mV)

La figure A.1 montre l'emplacement des plots d'entrées/sorties disponibles sur le dé de silicium.

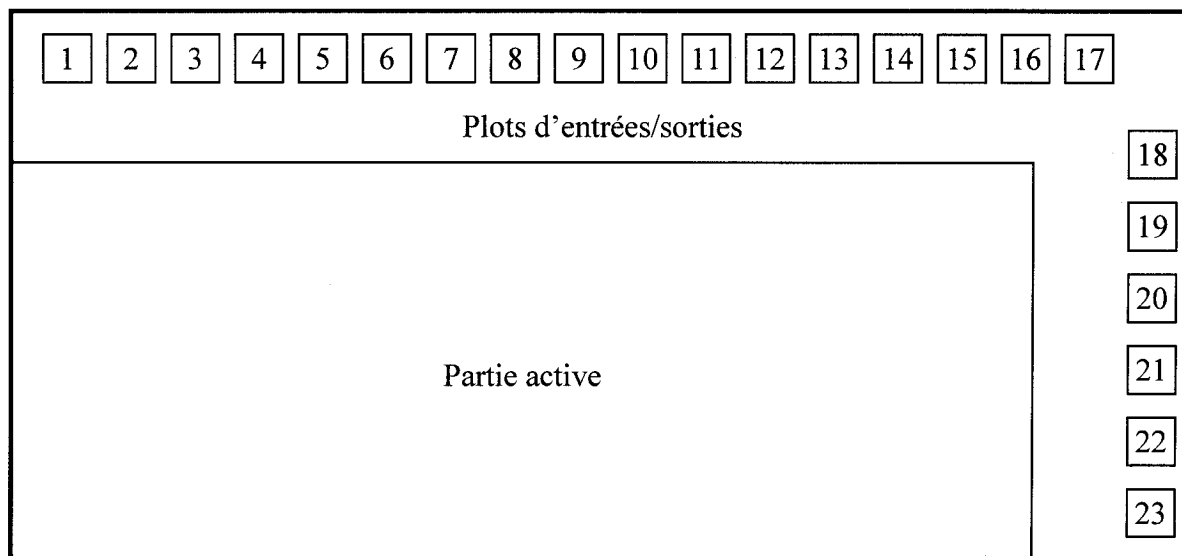


Figure A.1 – Localisation des plots d'entrées/sorties sur le dé de silicium.

ANNEXE B

MONTAGE EXPÉRIMENTAL D'UN MODULE DE RÉCEPTION AVEC LA PUCE ICFPMFN1

Le montage expérimental de la puce ICFPMFN1 est illustré à la figure B.1. La puce a été montée sur un circuit imprimé à quatre couches fait sur mesure et offrant toutes les interfaces nécessaires pour la caractériser. Ce circuit imprimé prévoit le découplage nécessaire ainsi qu'un amplificateur intégrateur à gain variable IVC102 pour mesurer les faibles signaux sortant de la photodiode sur la broche OUT_PD. Notons aussi que les dimensions du circuit imprimé permettent de placer plusieurs modules de réception espacés de 4 cm.

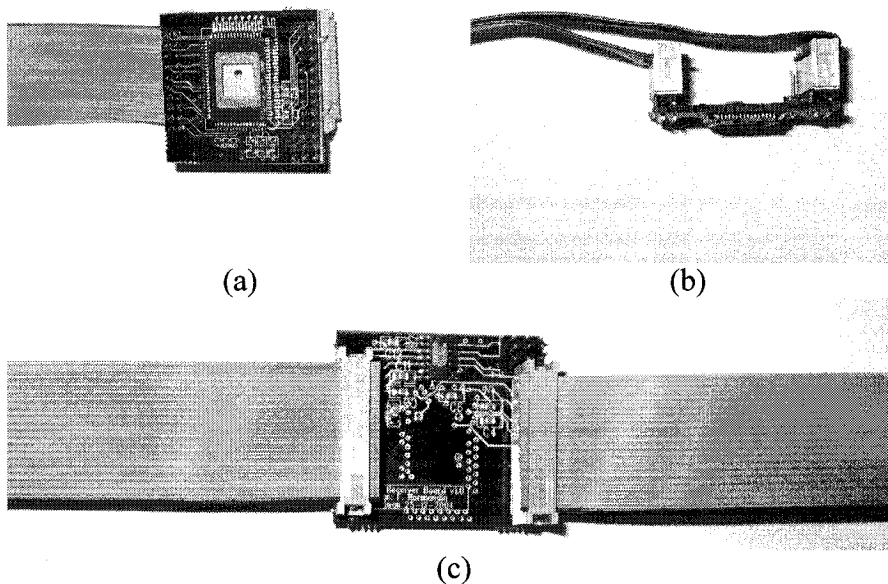


Figure B.1 – Montage de la puce ICFPMFN1 sur une plaquette de circuit imprimé : (a) vue de face montrant la puce ICFPMFN1, (b) vue de côté et (c) vue de dos montrant l'amplificateur IVC102 et la matrice de sélection du gain au coin supérieur droit.

Les dessins des masques de fabrication du circuit imprimé à quatre couches sont illustrés à la figure B.2.

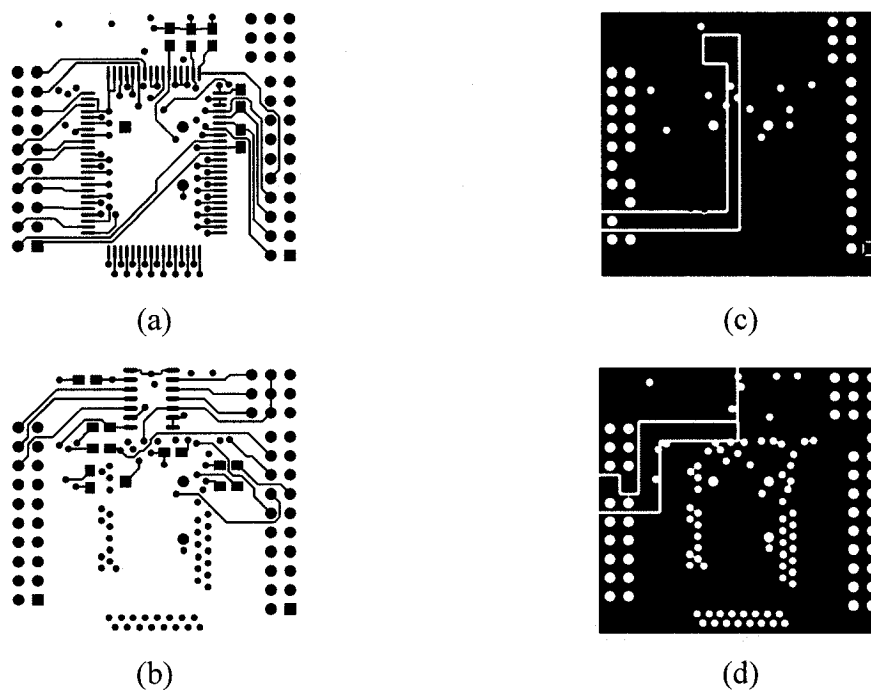


Figure B.2 - Dessin à l'échelle 1:1 des masques de fabrication du circuit imprimé d'essai de la puce ICFPMFN1 (format CFP80) illustrant (a) la couche supérieure, (b) la couche inférieure, (c) la couche interne de masse et (d) la couche interne d'alimentation.

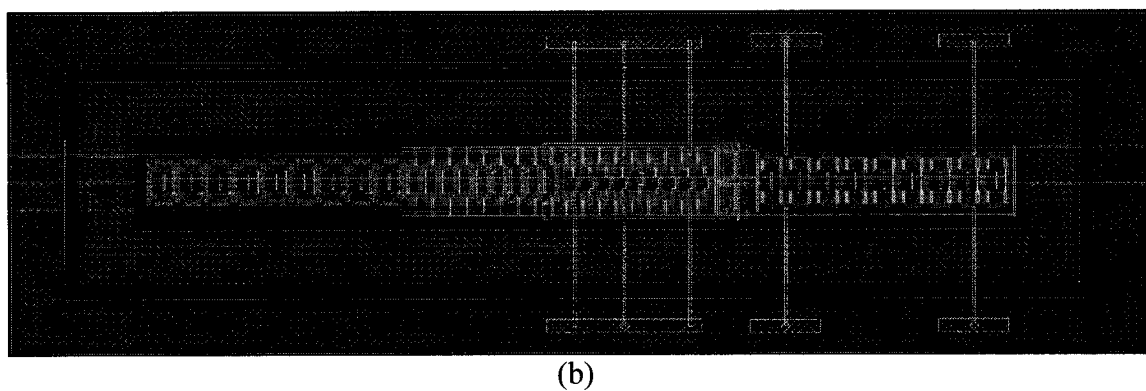
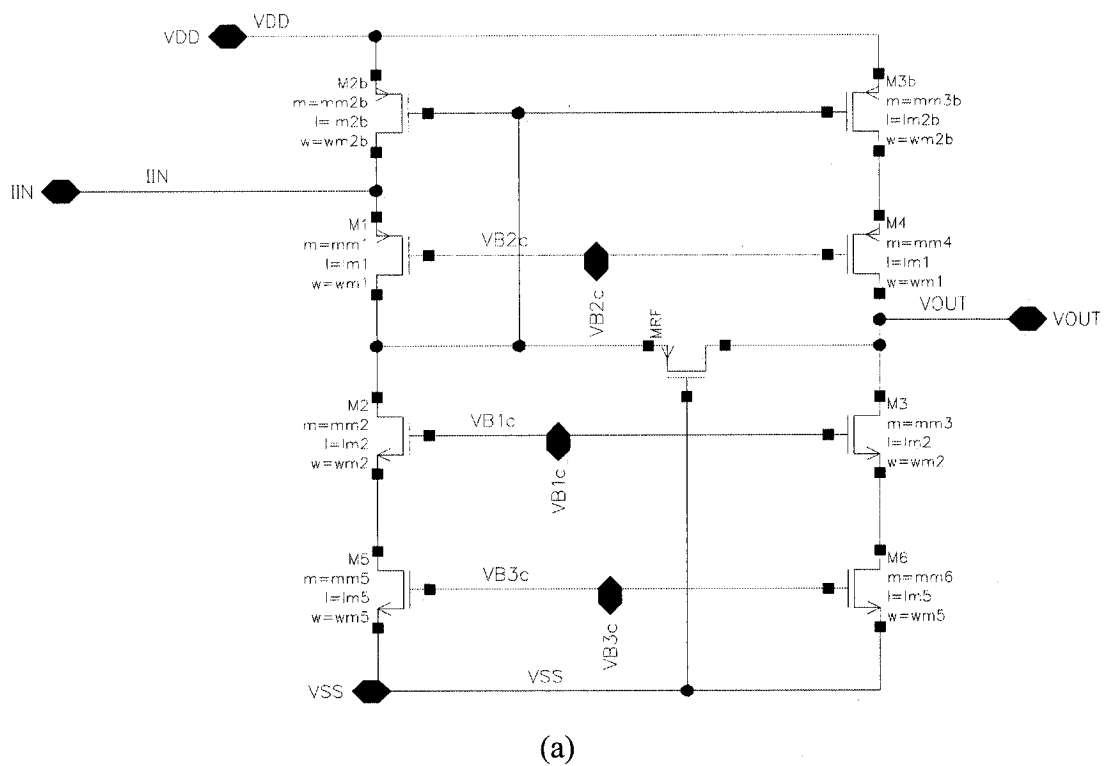
ANNEXE C

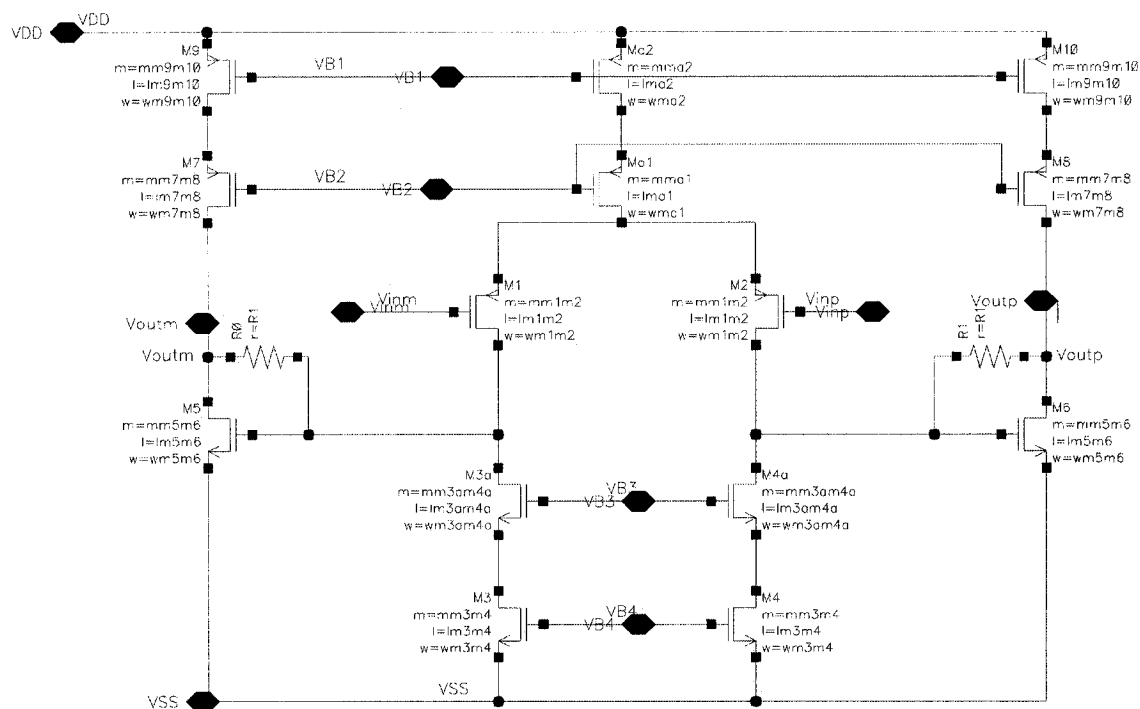
SCHÉMAS ET DESSINS DES MASQUES DE LA PUCE ICFPMFN1

Cette annexe est consacrée aux schémas et aux dessins des masques de fabrication des constituants de la puce ICFPMFN1 conçue dans le cadre de ce projet de maîtrise. Le tableau C.1 donne la valeur des variables utilisées pour définir les dimensions des transistors. Les figures subséquentes montrent les différents modules fonctionnels de la chaîne de conversion, d'amplification et de traitement.

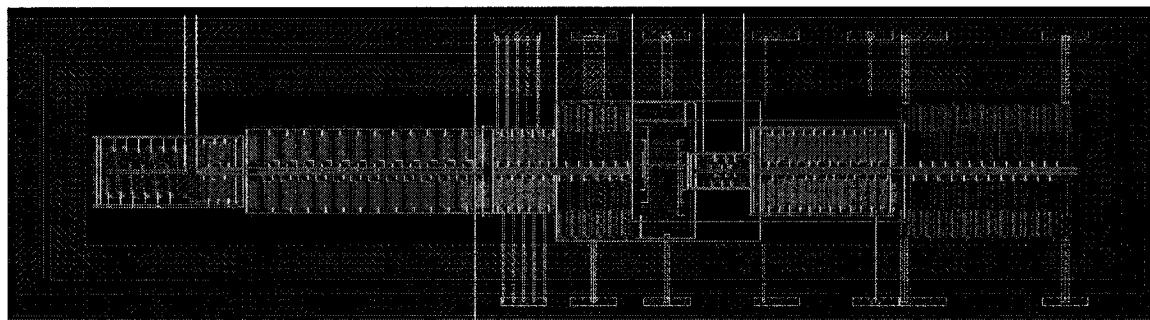
Tableau C.1 – Valeur des différentes constantes utilisées pour fixer les dimensions de certains transistors.

Variable	Valeur	Variable	Valeur
lm1	720 nm	mm5m6	3
lm1m2	0,5 μm	mm6	16
lm2	720 nm	mm7m8	12
lm2b	2880 nm	mm9m10	12
lm3am4a	0,6 μm	mma1	12
lm3m4	1,2 μm	mma2	12
lm5	2,88 μm	mmrf	2
lm5m6	0,6 μm	R1	7 k Ω
lm7m8	0,6 μm	Rf	80 k Ω
lm9m10	1,2 μm	wm1	2 μm
lma1	0,6 μm	wm1m2	8 μm
lma2	1,2 μm	wm2	1 μm
lmrf	5 μm	wm2b	2 μm
mm1	2	wm3am4a	6 μm
mm1m2	12	wm3m4	4 μm
mm2	2	wm5	1 μm
mm2b	2	wm5m6	1 μm
mm3	16	wm7m8	8 μm
mm3am4a	3	wm9m10	16 μm
mm3b	16	wma1	8 μm
mm3m4	6	wma2	16 μm
mm4	16	wmctl	440 nm
mm5	2	wmrf	720 nm





(a)



(b)

Figure C.2 – Amplificateur de transimpédance différentiel à faible bruit en mode tension : (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques.

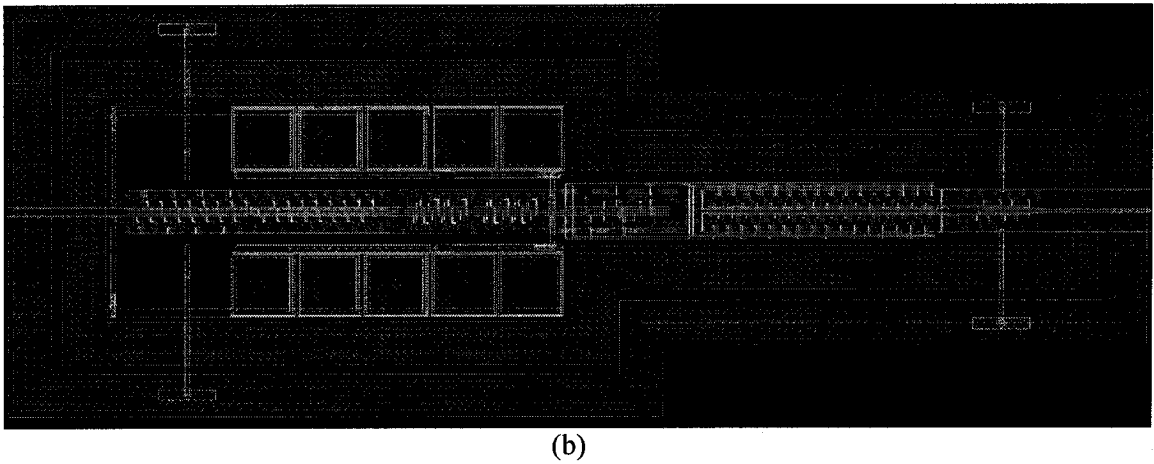
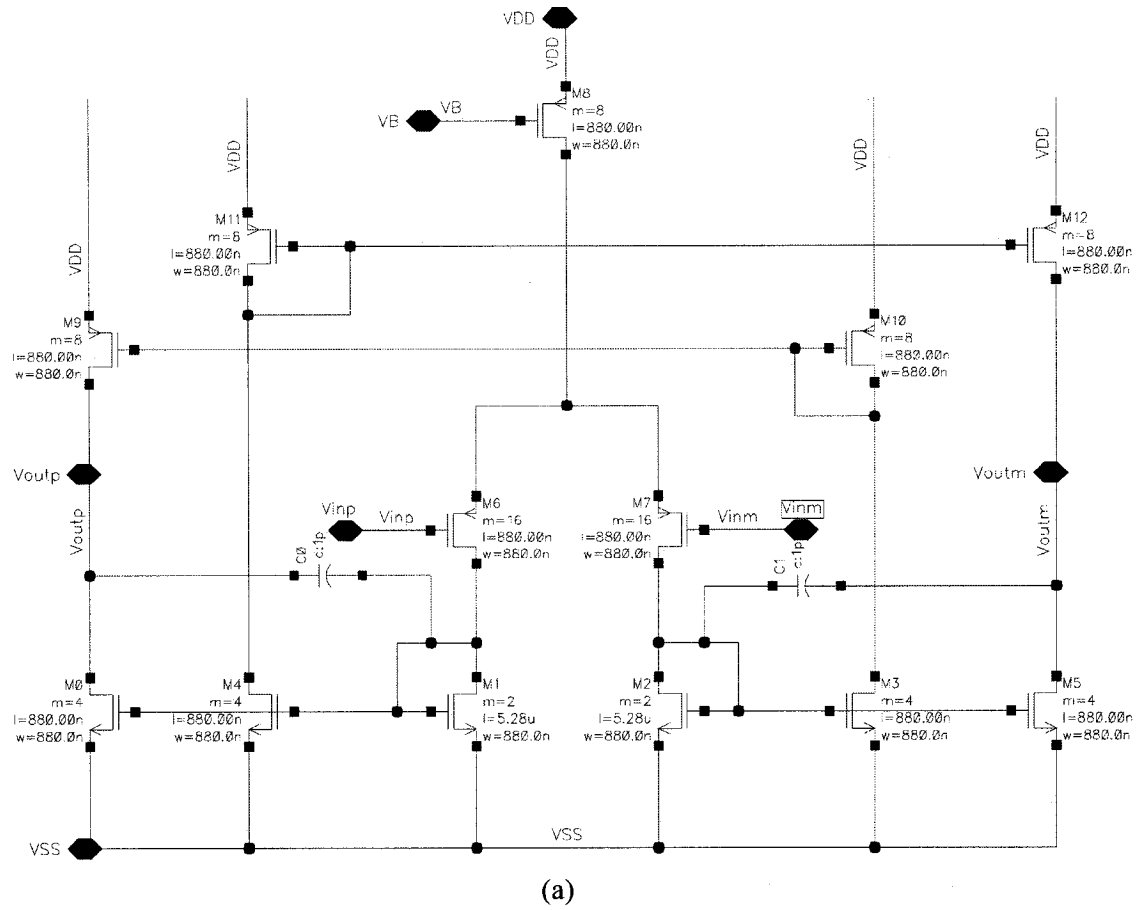


Figure C.3 – Amplificateur de tension auto-polarisé, (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques.

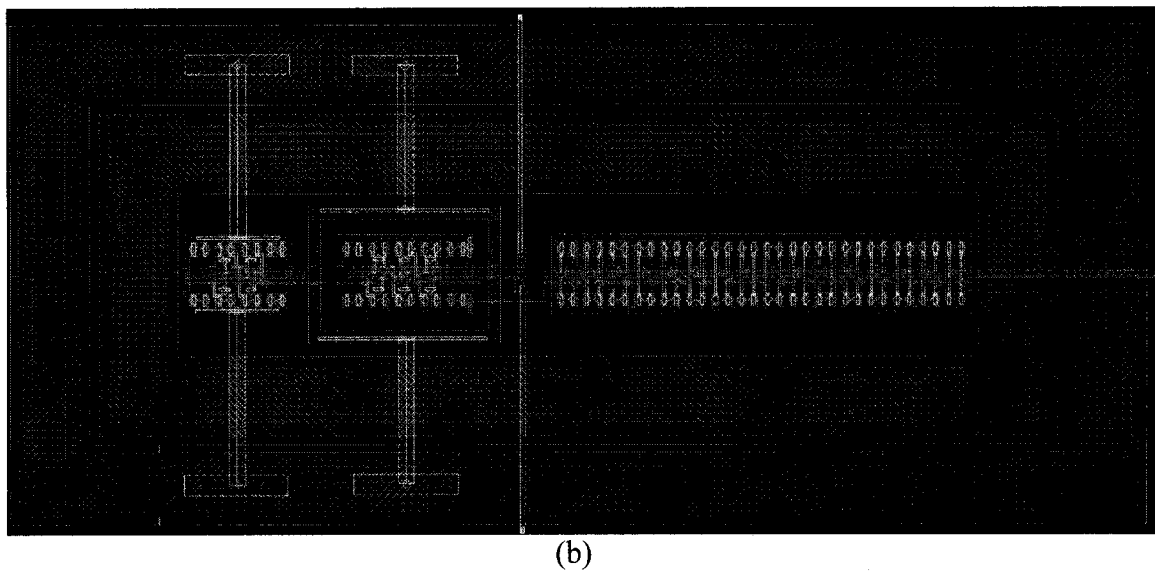
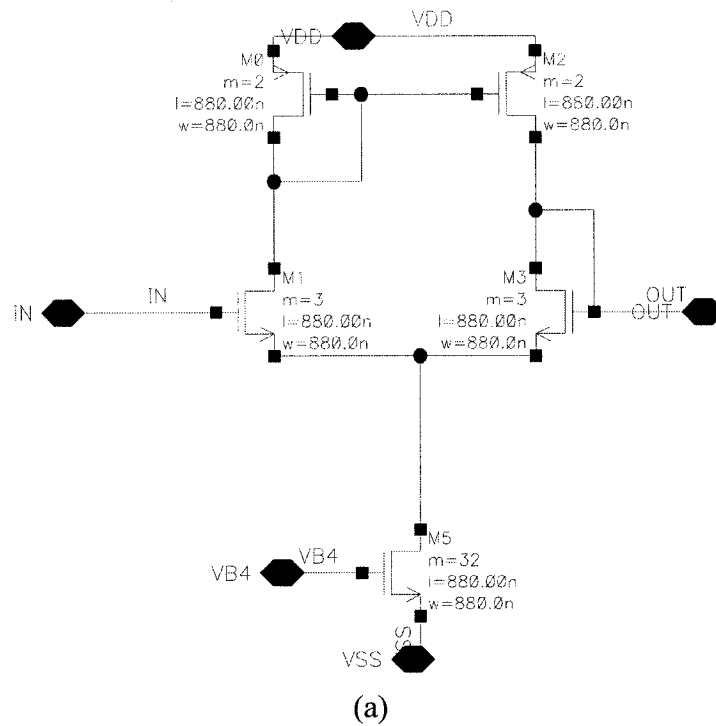


Figure C.4 – Amplificateur de tension à gain unitaire utilisé pour adaptation d'impédance entre certains modules : (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques.

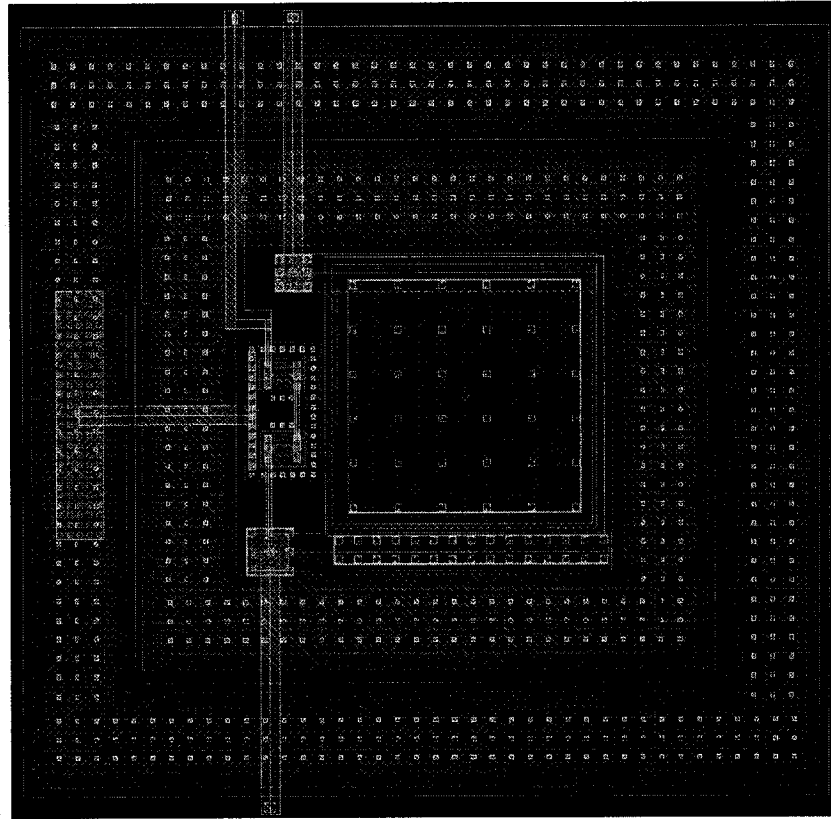
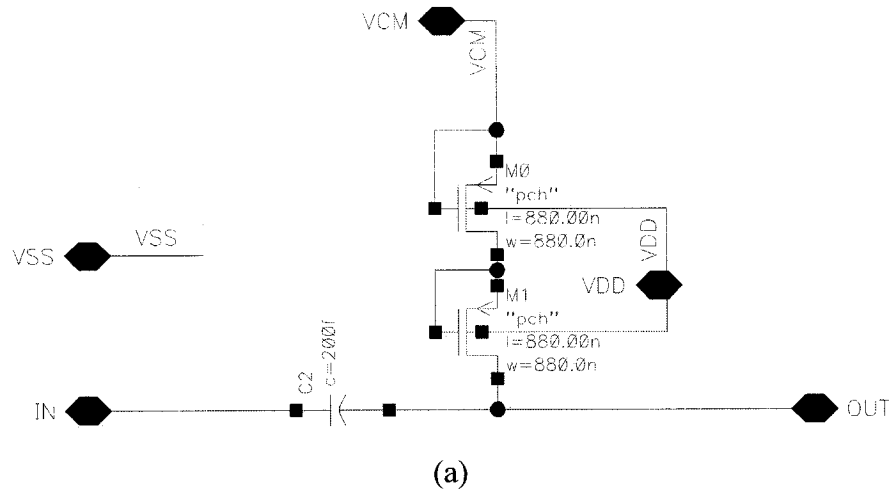
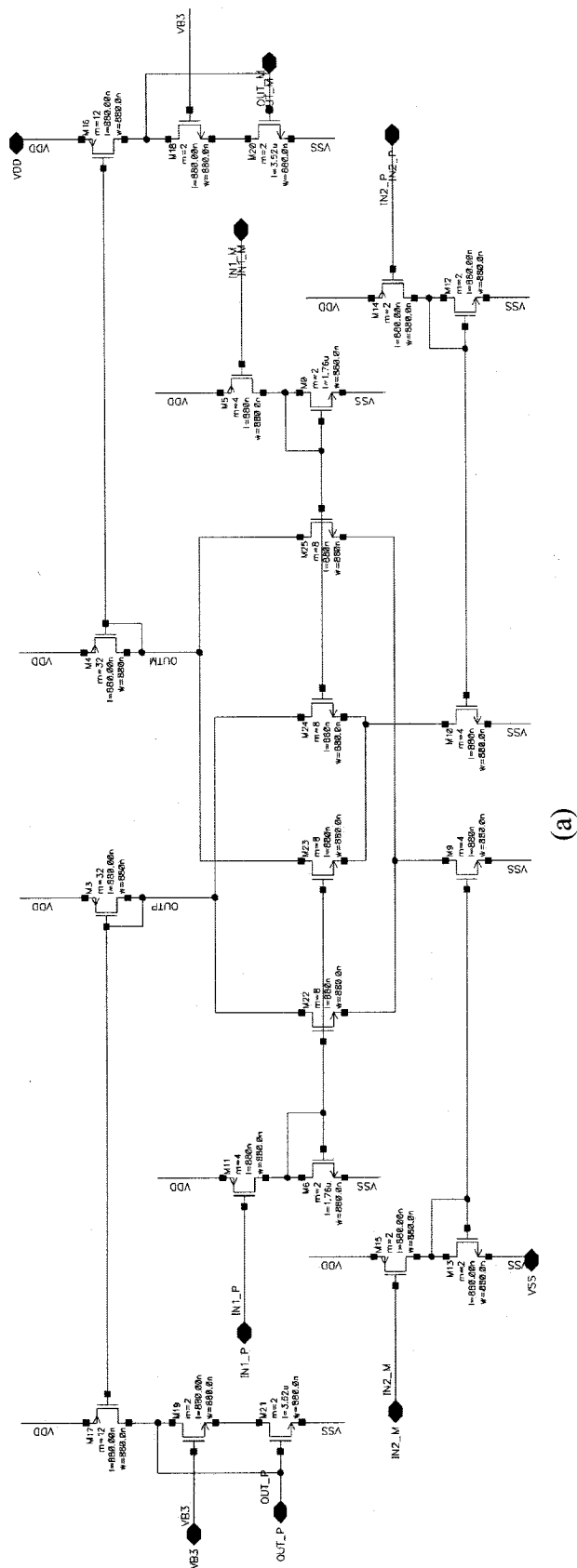
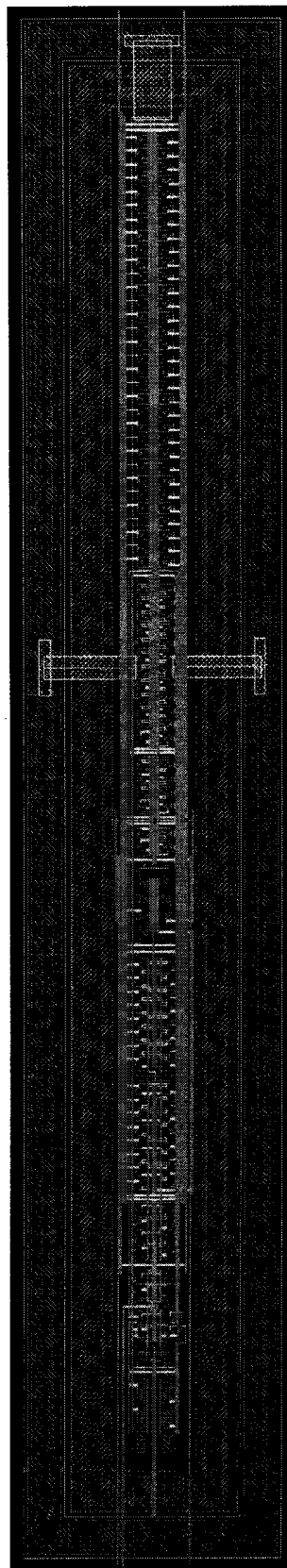


Figure C.5 – Filtre passe-haut basse fréquence utilisé pour le couplage AC entre certains modules et l'élimination de la composante continue du signal : (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques.



(a)



(b)

Figure C.6 – Mélangeur, multiplicateur analogique de tension sur 4 quadrants utilisé pour la démodulation : (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques.

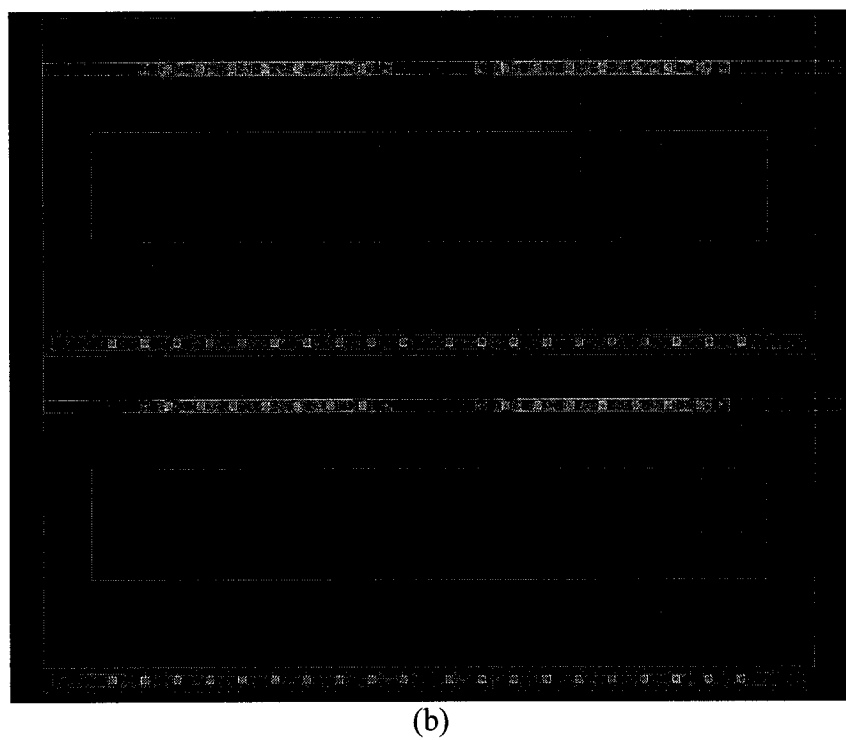
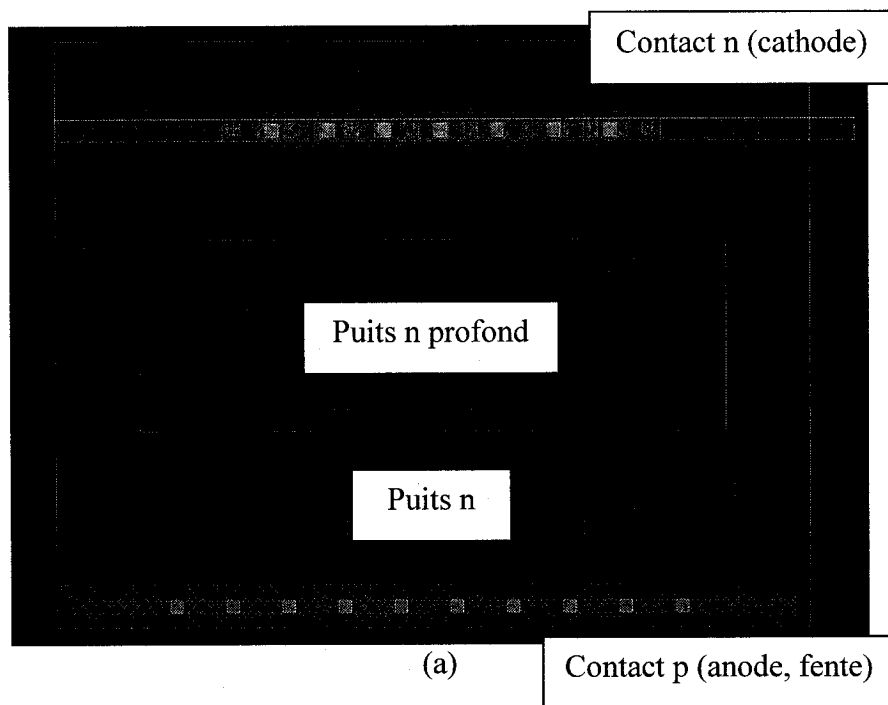
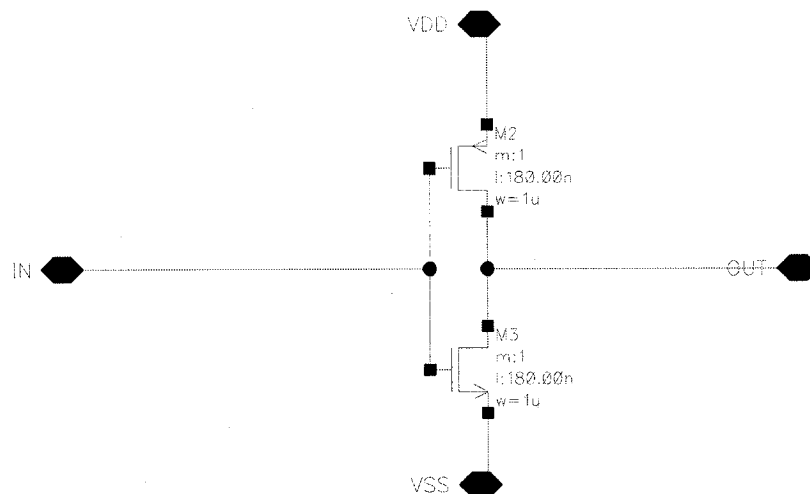
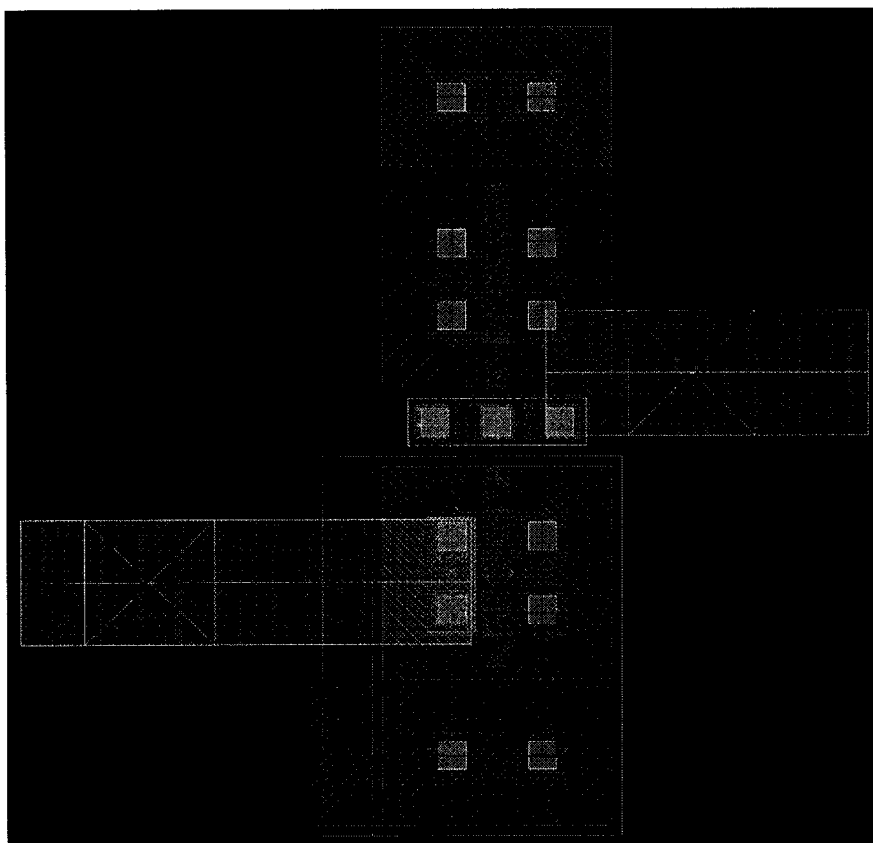


Figure C.7 – Photodiode modulaire à puits n profond avec fente : (a) un élément (b) exemple d'agencement matriciel 2x2.

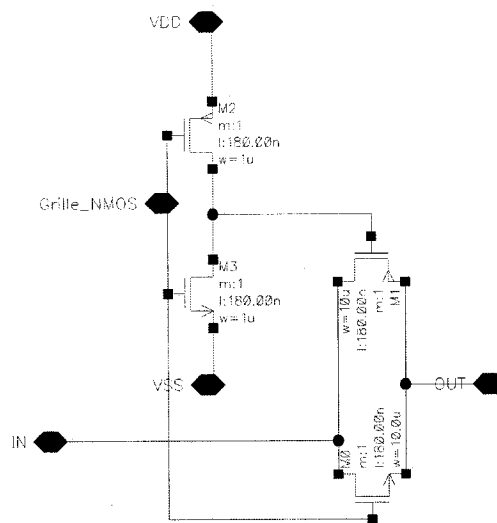


(a)

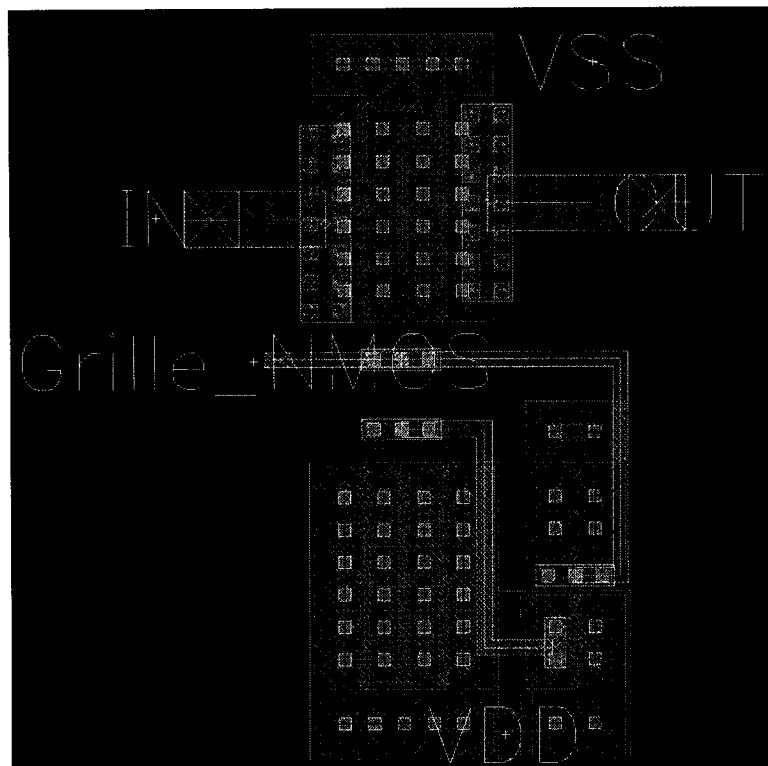


(b)

Figure C.8 – Inverseur CMOS utilisé dans les portes de transmission et pour les bits de sélection B0, B1 et B2 : (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques.



(a)



(b)

Figure C.9 – Porte de transmission CMOS utilisée comme multiplexeur analogique qui est contrôlé par les bits de sélection B0, B1 et B2 : (a) schéma avec dimensions des transistors et (b) dessin des masques.

Les figures suivantes illustrent les masques de fabrication de structures entrelacées, de composants bidons et de transistors N à substrat flottant. Tous ces dispositifs ont été conçus pour améliorer la fiabilité de la puce et pour minimiser les problèmes liés aux variations de procédé.

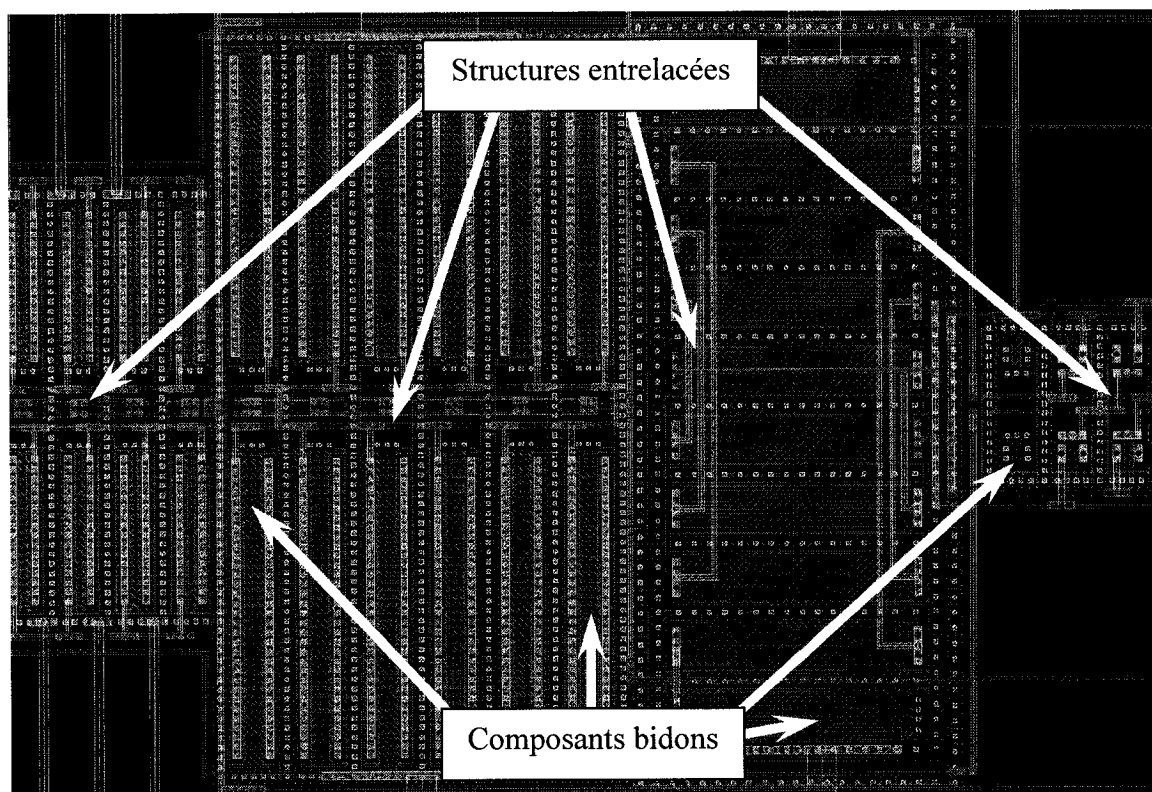


Figure C.10 – Exemple de structures entrelacées pour minimiser les erreurs dues aux variations de procédé et de composants bidons pour éviter les effets de bord.

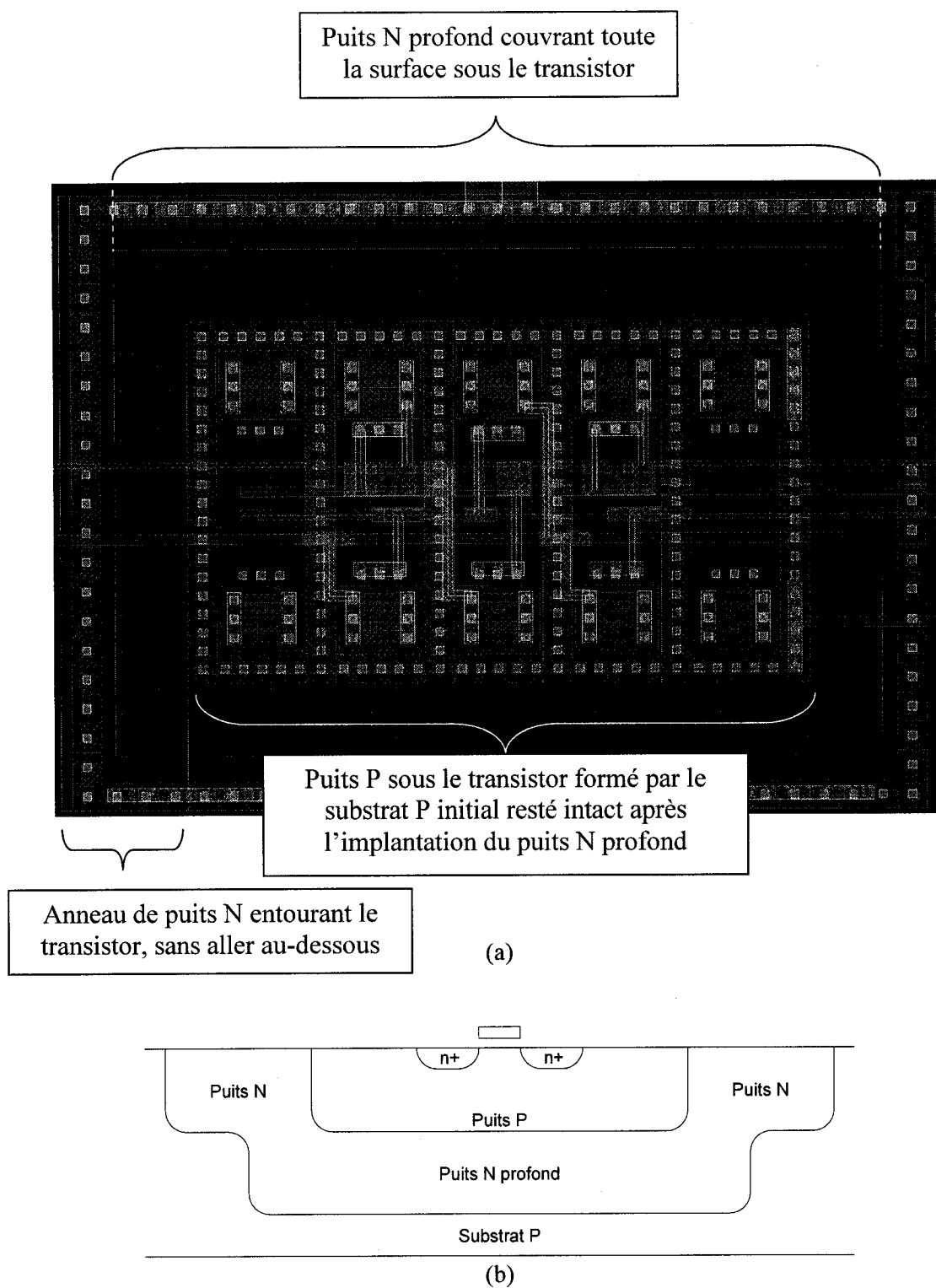


Figure C.11 – Exemple de formation d'un puits P dans un procédé à substrat P et à puits N permettant de réaliser des transistors à canal N à substrat flottant : (a) dessin des masques et (b) coupe schématisée